

WILEY

认知无线电基础

[伊朗] 佩曼·赛图德 (Peyman Setoodeh)
[加拿大] 西蒙·赫金 (Simon Haykin) 著
王莹 译

Fundamentals of Cognitive Radio

Wiley Series on Adaptive and Cognitive
Dynamic Systems
Simon Haykin, Series Editor

PEYMAN SETOODEH
SIMON HAYKIN

FUNDAMENTALS OF
**COGNITIVE
RADIO**

WILEY



机械工业出版社
China Machine Press

计 算 机 科 学 丛 书

认知无线电基础

[伊朗] 佩曼·赛图德 (Peyman Setoodeh)

[加拿大] 西蒙·赫金 (Simon Haykin)

著

王莹 译

Fundamentals of Cognitive Radio

Wiley Series on Adaptive and Cognitive
Dynamic Systems
Simon Haykin, Series Editor

PEYMAN SETOODEH
SIMON HAYKIN

FUNDAMENTALS OF
COGNITIVE
RADIO

WILEY



机械工业出版社
China Machine Press

图书在版编目 (CIP) 数据

认知无线电基础 / (伊朗) 佩曼·赛图德 (Peyman Setoodeh) 等著; 王莹译. —北京: 机械工业出版社, 2019.1

(计算机科学丛书)

书名原文: Fundamentals of Cognitive Radio

ISBN 978-7-111-61721-1

I. 认… II. ①佩… ②王… III. 无线电技术—基本知识 IV. TN014

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2019) 第 003884 号

本书版权登记号: 图字 01-2017-8754

© 2017 John Wiley & Sons, Inc.

All Rights Reserved. This translation published under license. Authorized translation from the English language edition, entitled Fundamentals of Cognitive Radio, ISBN 978-1-118-30296-5, by Peyman Setoodeh and Simon Haykin, Published by John Wiley & Sons. No part of this book may be reproduced in any form without the written permission of the original copyrights holder.

本书中文简体字版由约翰·威立父子公司授权机械工业出版社独家出版。未经出版者书面许可, 不得以任何方式复制或抄袭本书内容。

本书封底贴有 Wiley 防伪标签, 无标签者不得销售。

认知无线电以及认知动力系统模拟了人脑的不同方面, 随着认知计算、物联网、人工智能的飞速发展, 认知无线电领域正呈指数速度增长。本书介绍了认知无线电的通信理论基础, 给出了博弈论、变分不等式和预测动态系统等方面的数学背景, 然后深入研究了认知无线网络中的资源分配, 从信息论、优化、控制理论等方面对认知无线网络的动力学进行了研究, 并通过蜂窝网和认知无线网络的整合, 描述了未来无线通信的发展方向。

出版发行: 机械工业出版社 (北京市西城区百万庄大街 22 号 邮政编码: 100037)

责任编辑: 赵 静

责任校对: 李秋荣

印 刷: 北京市荣盛彩色印刷有限公司

版 次: 2019 年 2 月第 1 版第 1 次印刷

开 本: 185mm×260mm 1/16

印 张: 15

书 号: ISBN 978-7-111-61721-1

定 价: 79.00 元

凡购本书, 如有缺页、倒页、脱页, 由本社发行部调换

客服热线: (010) 88378991 88361066

投稿热线: (010) 88379604

购书热线: (010) 68326294 88379649 68995259

读者信箱: hzjsj@hzbook.com

版权所有·侵权必究

封底无防伪标均为盗版

本书法律顾问: 北京大成律师事务所 韩光/邹晓东

文艺复兴以来，源远流长的科学精神和逐步形成的学术规范，使西方国家在自然科学的各个领域取得了垄断性的优势；也正是这样的优势，使美国在信息技术发展的六十多年间名家辈出、独领风骚。在商业化的进程中，美国的产业界与教育界越来越紧密地结合，计算机学科中的许多泰山北斗同时身处科研和教学的最前线，由此而产生的经典科学著作，不仅擘划了研究的范畴，还揭示了学术的源变，既遵循学术规范，又自有学者个性，其价值并不会因年月的流逝而减退。

近年，在全球信息化大潮的推动下，我国的计算机产业发展迅猛，对专业人才的需求日益迫切。这对计算机教育界和出版界都既是机遇，也是挑战；而专业教材的建设在教育战略上显得举足轻重。在我国信息技术发展时间较短的现状下，美国等发达国家在其计算机科学发展的几十年间积淀和发展的经典教材仍有许多值得借鉴之处。因此，引进一批国外优秀计算机教材将对我国计算机教育事业的发展起到积极的推动作用，也是与世界接轨、建设真正的世界一流大学的必由之路。

机械工业出版社华章公司较早意识到“出版要为教育服务”。自1998年开始，我们就将工作重点放在了遴选、移译国外优秀教材上。经过多年的不懈努力，我们与Pearson、McGraw-Hill、Elsevier、MIT、John Wiley & Sons、Cengage等世界著名出版公司建立了良好的合作关系，从它们现有的数百种教材中甄选出Andrew S. Tanenbaum、Bjarne Stroustrup、Brian W. Kernighan、Dennis Ritchie、Jim Gray、Afred V. Aho、John E. Hopcroft、Jeffrey D. Ullman、Abraham Silberschatz、William Stallings、Donald E. Knuth、John L. Hennessy、Larry L. Peterson等大

师名家的一批经典作品，以“计算机科学丛书”为总称出版，供读者学习、研究及珍藏。大理石纹理的封面，也正体现了这套丛书的品位和格调。

“计算机科学丛书”的出版工作得到了国内外学者的鼎力相助，国内的专家不仅提供了中肯的选题指导，还不辞劳苦地担任了翻译和审校的工作；而原书的作者也相当关注其作品在中国的传播，有的还专门为其书的中译本作序。迄今，“计算机科学丛书”已经出版了近 500 个品种，这些书籍在读者中树立了良好的口碑，并被许多高校采用为正式教材和参考书籍。其影印版“经典原版书库”作为姊妹篇也被越来越多实施双语教学的学校所采用。

权威的作者、经典的教材、一流的译者、严格的审校、精细的编辑，这些因素使我们的图书有了质量的保证。随着计算机科学与技术专业学科建设的不断完善和教材改革的逐渐深化，教育界对国外计算机教材的需求和应用都将步入一个新的阶段，我们的目标是尽善尽美，而反馈的意见正是我们达到这一终极目标的重要帮助。华章公司欢迎老师和读者对我们的工作提出建议或给予指正，我们的联系方式如下：

华章网站：www.hzbook.com

电子邮件：hzjsj@hzbook.com

联系电话：(010)88379604

联系地址：北京市西城区百万庄南街 1 号

邮政编码：100037



华章科技图书出版中心

本书结合了经济学、管理学、博弈论等多学科的思想，以一个全新的视角对认知无线电进行深入分析和研究，得出了很多极具启发意义的结论。

随着无线技术的不断发展，以及无线业务的不断丰富，人们对频谱资源的需求日益增长，从而造成了频谱资源稀缺的问题。然而，国内外无线电频谱监测和评估结果显示，很多传输条件较好的黄金频段的频谱利用率非常低，如果能够充分利用这些频段，将会极大地缓解频谱资源稀缺的问题。认知无线电是解决该问题的一种重要途径。

本书将认知无线电收发器分解为无线场景分析器、动态频谱管理器和发射功率控制器三个组成模块，并基于博弈论提出了不同模块的设计方法。对于认知无线网络，本书将其作为频谱供应链网络进行分析，建立了开放获取机制和市场驱动机制下的频谱供应链网络模型。本书还引入了频谱经纪人的概念，将认知无线电活动类比为经济活动，探讨了认知无线网络的商业化模式，这对频谱资源管理机构和拥有频谱资源的网络运营商来说，极具借鉴意义。本书在将频谱与基础设施进行解耦的基础上，提出了研究异构网络的新方法。

总而言之，本书为人们研究和应用认知无线电技术开拓了新思路，极具参考价值。

王莹

2018年11月

本书超越传统观念，以一种崭新的视角对认知无线网络进行分析。认知无线电为解决频谱资源稀缺这个实际问题奠定了基础。无线技术的不断发展导致对更大频谱带宽的需求日益增长，进而引发了频谱资源稀缺的问题。电磁频谱的低效利用进一步加剧了频谱资源稀缺的问题。认知无线电这个新设想是对未被充分利用的子频段的二次利用。这意味着传统无线世界和认知无线世界的并存。频谱空洞(即未被使用的子频段)是二者动态交互的媒介。主用户释放部分子频段允许认知无线电用户接入，用以维持认知无线电用户的正常通信并完成他们的正常任务。两个无线世界的结合可看作是一个频谱供应链网络。其中，频谱资源所有者及其客户(主用户)扮演供应商的角色，认知无线电用户(次用户)扮演消费者的角色。本书讨论了基于开放获取和市场驱动这两类机制的频谱供应链网络。它们优势互补，各有适用场景。本书在构建了认知无线电收发器的基本模块后，建立了这两类网络的分析模型，为均衡和瞬态行为分析铺平了道路。

为了提高频谱供应链网络的效率和可持续性，本书设计了一个人工经济模型。该模型将授权频段看作私人物品，将免授权频段看作公共池塘资源。该模型解决了在授权频段和免授权频段之间共享频谱的问题。其目标是通过达到林达尔均衡来实现帕累托最优。该模型促进了两个无线世界的融合，为认知无线电的商业化铺平了道路。

本书基于先进的频谱供应链模型，抓住了异构网络多层次的本质，提出了一种针对异构网络(HetNet)的经济模型。HetNet给出了一种通过频谱空时(spacetime)再利用来提高频谱利用率的方法，这种模式将是5G

的核心要素。本书提出的经济模型是建立在对频谱和网络基础设施解耦的基础之上的。在该模型中，资源(无论是频谱、基础设施，还是二者兼而有之)共享的问题可表示成网络在不同层次上的横向合并。该模型可以用来解决各种各样的问题，如绿色通信、频谱利用率、泛在网络及服务。

Peyman Setoodeh 和 Simon Haykin

于加拿大安大略省汉密尔顿

2016 年 9 月

我们要向 Timothy N. Davidson 博士、David Earn 博士和 Matheus Grasselli 博士(加拿大, 安大略省, 汉密尔顿, 麦克马斯特大学)致以最诚挚的谢意, 因为本书中的许多想法都受到了他们富有成果的讨论的启发。我们还要特别感谢 Farhad Khozeimeh 博士(亚马逊公司)在动态频谱管理部分给予的帮助, 以及 David J. Thomson 博士(加拿大, 安大略省, 金斯敦, 皇后大学)和 Jeffrey H. Reed 博士(美国, 弗吉尼亚州, 布莱克斯堡, 弗吉尼亚理工大学)在频谱感知部分给予的帮助。对于 Tamás Terlaky 博士(美国, 宾夕法尼亚州, 伯利恒, 利哈伊大学)的许多有用的建议我们也要表示感谢。衷心感谢 Sergio Barbarossa 博士(意大利, 罗马, 罗马萨皮恩扎大学)在认知无线网络各个方面提出的有价值的建议。我们非常感谢 Keith E. Nolan 博士(英特尔公司)、James O. Neel 博士和 Ryan Leduc 博士(麦克马斯特大学)在早期研究阶段的帮助。

我们也非常感谢我们在麦克马斯特大学认知系统实验室的朋友和以前的同事、Yanbo Xue 博士(D-Wave 系统公司)、Ulas Güntürkün 博士(超级海事数字通信中心)、Jiaping Zhu 博士(BMO)、Karl Wiklund 博士(Vitasound Audio)、Kenny Szeto 先生(Technical Solutions Engineering at Turn)、Mathangi Ganapathy 女士(TüV SüD)、Nelson Costa 博士(认知系统公司)、Mehdi Fatemi 博士(Maluuba 公司)、Ashkan Amiri 博士(RBC)、Ienkarán Arasaratnam 博士(Ford Motor 公司)、Patrick Fayard 博士、AdhithyaRavichandran 博士、Jerome Vincent 先生、Kevin Kan 先生、Shuo Feng 先生、David Findlay 先生。感谢他们的善良、友好、宝贵的帮助和建议。

我们衷心感谢 Lola Brooks 女士、Rachel Harvey 女士、Laura Kobayashi 女士、Bartosz Protas 先生、Terry Greenlay 先生、Cosmin Coroiu 先生、Cheryl Gies 女士和 Helen Jachna 女士，他们总是那么热情并乐于助人。

评审人对本书各个方面的详细反馈意见不仅重新塑造了本书现在的形式，还使本书尽可能做到了最好。

最后，我们要感谢亲爱的家人们，他们无尽的支持、鼓励和爱一直是我们能量的源泉。

Peyman Setoodeh 和 Simon Haykin

4G, 第四代移动通信系统

5G, 第五代移动通信系统

AR(Autoregressive), 自回归的

ATSC(Advanced Television Systems Committee), 先进电视系统委员会

AVI(Affine Variational Inequality), 仿射变分不等式

AWGN(Additive White Gaussian Noise), 加性高斯白噪声

BPSK(Binary Phase-Shift Keying), 二进制移相键控

CAPL(Channel Allocation Priority List), 信道分配优先级列表

CDS(Cognitive Dynamic System), 认知动态系统

CFDP(Cycle Frequency-Domain Profile), 循环频域配置

CPS(Cyber-Physical System), 信息物理系统

CR(Cognitive Radio), 认知无线电

DLD(Double-Layer Dynamics), 双层动态性

DOA(Direction of Arrival), 波达方向

DOF (Degrees of Freedom), 自由度

DSL(Digital Subscriber Line), 数字用户线

DSM(Dynamic Spectrum Management), 动态频谱管理

DTV(Digital Television), 数字电视

EMA(Exponential Moving Average), 指数移动平均线

ESS(Evolutionary Stable Strategy), 演进的稳定策略

EVI(Evolutionary Variational Inequality), 演进的变分不等式

FBMC(Filter Bank Multicarrier), 滤波器组多载波

FCC(Federal Communications Commission), 联邦通信委员会

FDE(Functional Differential Equation), 泛函微分方程

FFT(Fast Fourier Transform), 快速傅里叶变换

FFTW(the Fastest Fourier Transform in the West), 西方快速傅里叶变换

GMSK(Gaussian Minimum-Shift Keying), 高斯最小频移键控

GSM(Global System for Mobile Communication), 全球移动通信系统

HDS(Hybrid Dynamic System), 混合动态系统

HetNet(Heterogeneous Network), 异构网络

HMM(Hidden Markov Model), 隐马尔可夫模型

ICI(Inter-Carrier Interference), 载波间干扰

IEEE(Institute of Electrical and Electronics Engineers), 电气与电子工程师学会

IFFT(Inverse Fast Fourier Transform), 快速傅里叶逆变换

IoS(Internet of Services), 服务互联网

IoT(Internet of Things), 物联网

ISI(Inter-Symbol Interference), 码间干扰

IWFA(Iterative Waterfilling Algorithm), 迭代注水算法

KKT(Karush-Kuhn-Tucker), 卡罗需-库恩-塔克条件

LCP(Linear Complementarity Problem), 线性互补问题

LTE(Long-Term Evolution), 长期演进

M2M(Machine-to-Machine), 机器对机器

MG-DSM(Minority Game-based Dynamic Spectrum Management), 基于少数者博弈的动态频谱管理

MIMO(Multiple-Input Multiple-Output), 多输入多输出

MLCP(Mixed Linear Complementarity Problem), 混合线性互补问题

MSK(Minimum-Shift Keying), 最小频移键控

MTM(Multitaper Method), 多窗口法

NCP(Nonlinear Complementarity Problem), 非线性互补问题

NFV(Network Function Virtualization), 网络功能虚拟化

NTU(Nontransferable Utility), 不可转移效用

ODE(Ordinary Differential Equation), 常微分方程

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing), 正交频分复用

OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access), 正交频分复用多址接入

OQPSK(Offset Quadrature Phase-Shift Keying), 偏移正交相移键控

PAM(Pulse-Amplitude Modulation), 脉冲幅度调制

PAPR(Peak-to-Average Power Ratio), 峰均功率比

PDA(Personal Digital Assistant), 个人数字助理

PDS(Projected Dynamic System), 预测动态系统

PDSD(Projected Dynamic System With Delay), 具有延迟的预测动态系统

PSWF(Prolate Spheroidal Wave Function), 椭圆球面波函数

PU(Primary User), 主用户

PWA(Piecewise Affine), 分段仿射

QoS(Quality of Service), 服务质量

QPSK(Quadrature Phase Shift Keying), 正交相移键控

REM(Radio Environment Map), 无线电环境地图

RF(Radio Frequency), 无线电频率

RFID(Radio-Frequency Identification), 射频识别设备

RKRL(Radio Knowledge Representation Language), 无线电知识表示语言

RSA(Radio Scene Analysis), 无线电场景分析

RX(Receiver), 接收机

SCM(Single-Carrier Modulation), 单载波调制

SDN(Software-Defined Networking), 软件定义网络

SDR(Software-Defined Radio), 软件定义无线电

SINR(Signal-to-Interference plus Noise Ratio), 信干噪比

SNR(Signal-to-Noise Ratio), 信噪比

SO-DSM(Self-Organized Dynamic Spectrum Management), 自组织动态
频谱管理

SOM(Self-Organizing Map), 自组织映射

SU(Secondary User), 次用户

SVD(Singular Value Decomposition), 奇异值分解

TF-MSC(Two-Frequency Magnitude-Squared Coherence), 双频幅度平方
一致性

TFA(Time-Frequency Analysis), 时频分析

TPC(Transmit-Power Control), 发射功率控制

TU(Transferable Utility), 可转移效用

TX(Transmitter), 发射机

VI(Variational Inequality), 变分不等式

VPC(Virtual Power Cube), 虚拟功率立方体

出版者的话

译者序

前言

致谢

缩略语

第 1 章 引言 1

1.1 第四次工业革命 1

1.2 认知无线电 5

1.3 频谱未被充分利用的
问题 8

1.4 全国范围内的频谱
利用率测量 10

1.5 为什么对认知无线电
网络感兴趣 11

1.6 定向信息流 12

1.7 认知无线网络 15

1.8 数学工具箱 19

1.8.1 博弈论 19

1.8.2 控制理论 21

1.8.3 存在不确定性因素的
最优化 22

1.9 认知无线网络中不确定性
的主要来源 23

1.10 可信度 26

1.11 本书结构 26

第 2 章 博弈论 29

2.1 博弈论术语 29

2.1.1 非合作博弈与合作
博弈 30

2.1.2 静态博弈与动态
博弈 30

2.1.3 一次性博弈与重复
博弈 30

2.1.4 完全信息博弈与不完全
信息博弈 30

2.1.5 完美信息博弈与不完美
信息博弈 31

2.2 非合作博弈 32

2.2.1 纳什均衡 32

2.2.2 变分不等式 32

2.3 合作博弈 33

2.4 少数者博弈 34

2.5 小结 35

第 3 章 认知无线电收发器 ... 37

3.1 频谱感知 37

3.1.1	可靠频谱感知的 属性	39
3.1.2	多窗口法	40
3.1.3	空时处理	45
3.1.4	时频分析	50
3.1.5	循环平稳性: 傅里叶 观点	60
3.1.6	瑞利衰落信道	65
3.1.7	非参数谱感知小结 ...	67
3.1.8	多窗口法的滤波器组 实现	69
3.1.9	合作频谱感知	69
3.2	动态频谱管理	71
3.2.1	Tsigankov-Koulakov 模型	72
3.2.2	自组织动态频谱 管理	74
3.2.3	基于少数者博弈的 动态频谱管理	84
3.2.4	自组织映射与少数者 博弈	86
3.3	发射功率控制	87
3.3.1	用注水原理阐释信息 容量定理	92
3.3.2	迭代注水算法 (IWFA)	94
3.3.3	将 IWFA 描述为在 系统不确定性条件 下的多级优化问题 ...	97

3.3.4	鲁棒 IWFA	98
3.3.5	实现鲁棒性的代价 ...	99
3.3.6	鲁棒 IWFA 与经典 IWFA	100
3.4	信息价值	110
3.5	小结	111

第 4 章 认知无线网络 ... 112

4.1	将认知无线网络看作 频谱供应链网络	112
4.2	开放获取式认知无线电 网络	118
4.2.1	网络动态性	121
4.2.2	将认知无线电 网络看作混合 动态系统	130
4.2.3	存在不确定性和 时间延迟的网络 的稳定性	131
4.2.4	认知无线电网路的 双层动态性	137
4.3	市场驱动式认知无线电 网络	144
4.3.1	频谱资源所有者 ...	146
4.3.2	频谱经纪人	148
4.3.3	次用户	149
4.3.4	频谱供应链网络的 均衡	150
4.3.5	网络的动态性 ...	152
4.3.6	网络的稳定性 ...	152

4.3.7 频谱供应链网络的传输网络表达形式	153	5.4 小结	173
4.4 供应链的效率	155	第 6 章 认知异构网络	174
4.5 小结	157	6.1 异构网络	174
4.5.1 认知无线电网络的两种机制	157	6.2 频谱供应链网络的横向合并	177
4.5.2 供应链网络	160	6.2.1 合并前的状态 ...	180
4.5.3 认知无线电的商业化	161	6.2.2 频谱共享	181
4.5.4 认知在认知无线电网络中的作用 ...	162	6.2.3 基础设施共享 ...	182
第 5 章 频谱供应链网络的可持续性	165	6.2.4 频谱和基础设施共享	182
5.1 免授权频段类似公共物品	165	6.3 横向合并的协同测量	183
5.2 频谱供应链网络类似一种人工经济	167	6.4 小结	183
5.3 以达到林达尔均衡为目标	170	附录 A 开放获取机制下的认知无线电网络的数学模型	185
		附录 B 定理证明	196
		参考文献	210

1.1 第四次工业革命

第四次工业革命，即“工业 4.0”，正处于早期阶段。前三次工业革命具有以下特征：

- 部署机械生产设施。
- 将电力应用在大规模生产和通信之中。
- 数字革命。

工业 4.0 是先验预测的，而不是通过事后分析观察到的，这一特征使其与以往三次工业革命显著地区分开来。这一预测为未来学家以及远见卓识的个人和研究机构打开了一扇“机会之窗”，使其能够积极参与并在未来工程化中发挥关键作用。工业 4.0 建立在以下四个要素之上^[1]：

- 信息-物理系统(CPS)，包括作为其子组件的智能产品。
- 物联网(IoT)，它将机器对机器(M2M)通信作为一种使能技术。
- 服务互联网(IoS)，云计算作为它的一个实例，允许联网设备按需访问可配置计算资源的共享池。
- 智慧工厂。

工业 4.0 将产生大量的数据。部分数据具有大量、多样和高速(3V)的特点，将其称为大数据。将以上每一个组成部分简单地描述如下^[2-7]。

通过定义可知,信息计算和物理环境的集成形成了信息-物理系统。因此,许多应用程序可以在这种系统之下^[8]集中工作。信息-物理系统通常包含一系列分布式传感器,传感器的数量取决于系统的规模。这些传感器收集到的数据可以用来表示当前的环境,并用于后续的决策。但是只有部分收集到的数据对决策任务是有用的(相关的)。因此,根据当前任务,从可获得的数据中提取出的信息可以分为两个集合:相关的信息集合和不相关的信息集合。前者包含可操作信息^[9]。

为了执行一项风险在可承受范围之内的任务,需要一定数量的信息,将其称为充分信息。从决策角度来看,如果可操作信息不满足信息充分性的标准,那么决策者将面临信息鸿沟。文献[10]提出了认知控制的概念,通过控制定向信息流,减少可操作信息集合和充分信息集合之间的信息鸿沟:

给定一个包含感知-行动循环的概率动态系统,理想情况下它模拟人类的大脑。认知控制功能调整从系统的感知部分传递到其执行部分的定向信息流,从而减少信息鸿沟,这相当于以接近1的概率来降低一个为当前任务正确定义的风险函数。

在信息-物理系统中,认知控制器和物理控制器相互补充。认知互补行为可能影响系统的不同部分:

- 认知行为可能作用于环境,从而间接影响感知过程。
- 认知行为也可能作用于系统本身,用以重新配置传感器或执行器。
- 此外,认知行为也可能被纳入物理控制行为之中。在这种情况下,虽然物理行为作用于系统,但目标是减少信息鸿沟(无论是否还有其他的目标)。

换句话说,在具有关键决策需求的大型CPS中,认知控制将提高决策过程的可靠性。最终决定(即决策过程的输出)以命令集的形式发送至

不同的执行器,这些执行器也分布在系统中。因此,CPS已经在很大程度上改变了现代社会中我们认知物理世界以及与其交互的方式。

物联网中的“物”指的是不同的实体,例如射频识别设备(RFID)、传感器、执行器、计算机和移动无线设备。它们可能都是智能产品,以一种特定的寻址方式相互通信,并为达到共同目标相互合作。“物”也可以解释为信息-物理实体,因此,IoT实际上可以看作是由CPS组成的网络^[1]。

价值链这个概念,是从系统的角度分析组织而得到的。价值链是一个组织为给市场提供有价值的产品或服务而执行的活动^[11]。鉴于CPS已经使物理世界和虚拟世界的融合成为可能^[1],我们必须考虑物理价值链和虚拟价值链的结合。因此,可以创建面向服务的架构来促进分布式生产控制,这种架构建立在由自动化引导运输工具连接的模块化装配站之上。它为客户提供了特殊的生产技术,并且在定制他们所需要的产品上给客户一定的自由度。通过IoS,客户可以使用装配站和相应的自动化运输系统。

如果一个工厂以情境感知的方式帮助员工和机器执行分配的任务,那么就可以说这个工厂是智慧的。这类工厂的运作是以需求为导向的。正如文献[12]所述,智慧工厂与普通工厂最大的区别就是有一个所谓的平静系统,这个系统在后台工作并能够与环境进行通信和交互。智慧工厂可以看作是这样一个工厂,在这个工厂中,CPS通过IoT进行通信,从而使员工和机器能够更加便捷地执行分配的任务^[1]。平静系统的概念与认知动态系统(CDS)的概念非常相似^[13],它可以在智慧工厂中扮演中枢神经系统的角色。

显然,工业4.0中提到的所有组成部分都以某种方式依赖于通信和网络。就这点而言,认知无线电作为一种智能产品,在工业4.0每个组成部分中将不可或缺。因此,可以预见的是认知无线网络将在未来几

年扮演重要的角色，远远超越其最初设定的提高频谱效率的使命。为了在第四次工业革命中充分挖掘它的潜力，认知无线网络必须作为智能社会技术系统来研究^[14]。因此，自组织体系的社会经济准则^[15]为设计和分析认知无线网络提供了指导方针，其主要特征是去中心化控制、对有限资源的竞争，以及对有意的和无意的错误表现出来的脆弱性。在这样的环境下，重点考虑的应该是资源分配机制的可持续性，而不是其最优性。根据文献[16]所述，考虑到公共池塘资源自我管理的可持续性，在设计资源分配机制时应考虑以下8项原则：

1. 明确界定谁有权使用资源的哪一部分。
2. 拨款、供给规则与当前本地环境状态相一致。
3. 部署集体决策。
4. 监控状态条件和用户行为。
5. 对违反公共规则的用户采取柔性惩罚措施。
6. 具有快速、廉价的冲突解决机制。
7. 在不受外部权威干预的情况下，建立和掌控自己的机构。
8. 系统由分层的或封装的公共池塘资源系统形成，其中本地资源在最底层。

认知无线网络在工业4.0，特别是在实现智能社会技术系统中将会发挥关键作用，因此本书的目标是引入一种思考认知无线电的新视角。以该目标为出发点，我们发现频谱供应链模式对于分析讨论很有启发意义，这在信号处理和通信系统领域并不是众所周知的。

供应链的概念可以这样理解：供应链是由不同的实体组成的，其作用是满足特定客户的需求。除了制造商、供应商和客户之外，供应链还包括运输工具、仓库、经纪人和零售商。供应链还包括各组成实体的所有功能，例如新产品开发、营销、运营、分销、财务和客户服务。供应链已经逐渐演变成更加复杂的结构，即所谓的供应链网络。信息、产品

和资金在不同实体间的连续流动,形成了供应链网络本质特征——动态性^[17]。

供应链网络包含能源网络、食品和水资源网络、交通网络和通信网络,在塑造和维持现代社会正常运转中扮演着重要的角色。因此,了解一个高效的供应链如何被设计和管理,如何改善其薄弱环节,以及每个组成部分如何规划和运作才能获得竞争优势,是非常重要的^[18]。

新兴技术使城市和农村的环境都发生了转变。甚至社会关联性也受到这些技术的影响。无线技术就是这些变革技术中的一项,许许多多远超我们想象的应用已证明无线技术带来了革命性的转变。这些应用包括但不限于多媒体通信、远程医疗、传感器网络、智慧空间(如家庭、办公室)和新近的智慧城市^[19]。本书基于人们近来对供应链网络的深入理解重新讨论无线通信技术。

1.2 认知无线电

物理学中第二个伟大的统一应归功于麦克斯韦将电学、磁学、光学统一起来,统称为经典电磁学理论^[20]。[⊖]然而,发表于1865年的原始公式是包含20个等式的方程组,而不是被称为麦克斯韦方程组的4个著名的偏微分方程式^[21]。后来,在1873年,麦克斯韦在一部两卷本的书中给出了该理论的最终形式^[22]。[⊖]

1887年,赫兹通过实验证明了无线电波的物理存在,然而麦克斯韦在20年前就已经预测到了无线电波的存在^[24-25]。这一历史功绩证实了如下论断:理论与实践必须携手并进才能在各自领域内蓬勃发展。赫兹在

⊖ 牛顿的经典力学理论统一了地上力学和天体力学,被认为是物理学上的第一次大统一。

⊖ Heaviside减少了麦克斯韦方程组的数量,从而使他同时代的科学家更容易理解这个理论,经典电磁学理论的重要性受到广泛关注也应归功于Heaviside^[23]。

实验成功后说：

我不认为我所发现的无线电波有任何实际应用价值。

尽管有这样的推断，近年来移动通信和宽带互联网接入仍然在社会发展中发挥了重要作用：(1)使用可接入互联网的无线设备用户数量的不断增长，说明传统的面向具体应用的无线电技术正在向面向服务的信息传递系统转变。(2)为满足需传输更大数据量的更高级应用程序日益增长的需求，通信技术正朝着在任何网络、任何时间、任何地点为移动设备提供安全、无缝连接的方向发展^[26-27]。

就这点而言，为动态和公开地分配频谱资源，未来的无线设备应该是面向服务的终端，并能够与计算机系统兼容，且能够支持多种开放的无线通信标准^[28]：

频谱资源就像空气，我们需要保持频谱资源环境的清洁、开放和绿色环保。

时间上的频谱复用是提高频谱利用率的一种重要的新途径。认知无线电为提高频谱利用率提供了一种革命性的新方法^[29-31]。部署缩小版无线基站(即毫微微蜂窝)，使用属于运营商的授权频段，可以通过频谱的空间复用来提高容量和覆盖范围^[32]。然而，传统的小蜂窝并不会令新频谱发挥作用。因此，一种新的无线通信模式将会很有吸引力，它可以激发这两种不同复用方式的潜在可能性并把它们有机地结合起来。具备认知能力的小蜂窝网络(认知小蜂窝网络)将通过频谱的空时复用，为实现高效的频谱共享铺平道路^[33]。

从认知雷达开始，人们对新一代具有认知能力的工程系统就产生了兴趣^[34]，之后，认知无线电应运而生，认知无线电这一术语是由 Mitola 和 Maguire 提出的^[35]。认知系统建立在五个要素之上：感知-行动循环、记忆、注意力、智能和语言^[13,36]。文献[35]中提到，认知无线电的概念

是在软件定义无线电(SDR)领域中引入的。随后, Mitola 在他的博士论文中详细阐述了所谓的“无线电知识表示语言”^[29]。

此外, 在他的博士论文结尾有一个标题为“下一步研究方向”的简短部分, Mitola 接着叙述了以下内容^[29]:

认知无线电如何能够学习得最好? 这个问题值得关注。认知无线电学习能力的探索包含内部参数的调谐和外部环境的构建, 用以提高机器学习能力。无线网络的许多方面是人工的, 因此可以通过调整来提高机器学习能力。本文并没有试着回答这些问题, 但为将来的研究提供了框架。

Haykin 在他研究认知无线电的重要期刊论文中提出了以下定义^[30]:

认知无线电是一种智能无线通信系统, 它能感知周围的环境(即外部世界), 使用创建-理解的方法从环境中学习, 通过实时调整相应的操作参数(例如传输功率、载波频率和调制方式), 使其内部状态适应传入无线电频率(RF)刺激的统计变化, 从而实现两个主要目标:

- 任何时间、任何地点的高可靠性的通信。
- 无线电频谱的有效利用。

然后, 他详细阐述了信号处理、控制、学习和自适应过程, 以及作为认知无线电核心的博弈论思想^[30]。他在 2005 年的论文中介绍了体现认知无线电感知行动循环的三个基本认知任务, 如图 1-1 所示^[30]:

- 在接收机中进行无线电环境的无线场景分析(RSA)。
- 在发射机中进行发射功率控制和动态频谱管理(DSM)。
- 通过全局反馈, 发射机根据接收机向其反馈的关于无线电环境的信息, 控制数据通过前向无线(数据)信道传输。反过来, 由接收机的场景分析器提取出来的关于频谱空洞(即未被充分利用的子频段)和前向信道状态信息通过反馈信道传输给发射机。

实际上,他认识到反馈是一把“双刃剑”,并在其 2005 年的论文中强调:认知无线电作为一种“闭环反馈控制系统”,一方面具有实际的好处,而另一方面需要对其采取一些预防措施。

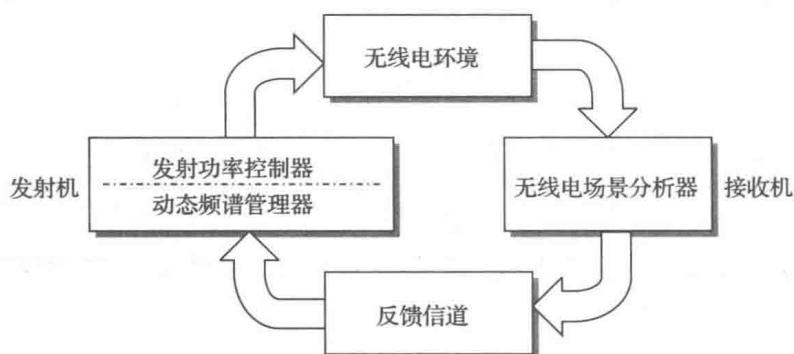


图 1-1 认知无线电中的认知信息-处理循环。认知无线电收发器建立在感知-行动循环之上。接收机中的无线电场景分析器起到感知器的作用。发射机中的动态频谱管理器和发射功率控制器起到执行器的作用。感知和执行部分与前馈和反馈信道组成一个闭环系统(来源: Haykin 和 Se-toodeh(2015)^[37]。IEEE 许可复制)

从十多年前开始,人们对认知无线电及其理论和应用的兴趣已呈指数形式增长。现将这种指数形式增长背后的驱动力总结如下^[13]:

认知无线电有可能缓解当今无线通信领域中无线电频谱未被充分利用的问题。

面对这个工程上的挑战,我们将以此关键问题为出发点,开始研究认知无线电。

1.3 频谱未被充分利用的问题

无线电频谱是一种自然资源,发射机和接收机使用这种资源需获得政府授权。2002 年 11 月,联邦通信委员会(FCC)公布了一份由频谱政策

工作组起草的报告，旨在改善美国对这种珍贵资源的管理方式^[38]。工作组由高水平、多学科的专业 FCC 工作人员组成，包括经济学家、工程师和律师——他们来自委员会的各分局和办公室。在工作组的主要发现和建議中，报告第 3 页的第二项在频谱利用率背景下更具有启示意义^[38]：

在许多频段中，频谱接入问题是一个比频谱稀缺更严重的问题。在很大程度上，由于传统的指挥和控制规则限制了潜在频谱用户获取此类接入权限的能力。

事实上，如果我们要扫描包括发达城市在内的部分无线电频谱使用情况，我们会发现：

- 频谱中的某些频段在大部分时间内基本没有被占用；
- 其他一些频段仅部分被占用；
- 剩余频段被大量使用。

电磁频谱未被充分利用的问题使我们想到了一个新的术语，通常称为频谱空洞，我们给出以下定义^[13,30]：

频谱空洞是指分配给主(授权)用户的一组频段，但在特定的时间和特定的地理位置上，该组频段没有被主(授权)用户使用。

通过在特定的位置和时间允许次(认知无线电)用户(没有被服务的用户)接入未被主(授权)用户占用的频谱空洞，可以显著地提高频谱利用率。

通过利用频谱空洞，认知无线电给出了一种有效提高无线电频谱利用率的新方法。在这个背景下，我们从实际系统的四个方面来对认知无线电的频谱利用率进行评估^[13]：

1. 频谱空洞识别的准确性和可靠性。
2. 完成频谱空洞识别的计算速度。
3. 资源管理，即在认知无线网络中，频谱空洞有效且可靠地在相

互竞争的次用户之间进行分配。

4. 为了所有用户(既有主用户, 又有次用户)的利益, 认知无线网络与传统无线网络需要以一种和谐的方式来实现共存。

第 1 项和第 2 项要求由认知无线网络中的接收机负责实现, 而网络中的发射机主要负责实现第 3 项要求。对于第 4 项要求, 由于传统无线网络已经为其使用的频谱付费, 并且其使用的频谱是由管理机构依法批准的。因此, 最后一项要求由认知无线网络负责实现, 认知无线网络被视为由系统构成的系统^[13]。

1.4 全国范围内的频谱利用率测量

根据国际电信联盟以及经济合作与发展组织的预测, 除非认真研究如何智慧、高效、动态地管理电磁频谱, 否则在不久的将来全球移动通信网络将会面临严重的问题^[28]。

在这个背景下, 世界各国开展了多项测量研究, 如表 1-1 所示。

表 1-1 不同国家频谱利用率测量样值分析

国家	地区	频率范围 (MHz)	利用率 (%)	时间	参考文献
美国	—	—	5.2	2004 年 1 月至 2005 年 8 月	[39]
	纽约	30~3000	13.1	2005 年 11 月中的两天	[40]
	芝加哥		17.4		
	莱姆斯通	30~3000	1.7	3 天	[41]
	亚特兰大	400~7200	6.5	—	[42]
	北卡罗来纳(一个农村地区)	400~7200	0.8		
新西兰	奥克兰	806~2750	6.2	—	[43]
新加坡	新加坡	80~5850	4.54	12 个工作日	[44]
卡塔尔	多哈	700~3000	15.3	—	[45]

在美国, 测量数据显示, 从 2004 年 1 月至 2005 年 8 月, 实际上只有平均 5.2% 的无线电频谱被使用^[39]。2005 年 11 月, 分别在纽约和芝加哥

对 30MHz~3000MHz 频段进行了为期 2 天的测试,结果显示在这两个城市该频段平均频谱利用率分别为 13.1%和 17.4%^[40]。文献[42]对城市地区(乔治亚州的亚特兰大)和农村地区(北卡罗来纳州)对 400MHz~7200MHz 频段的频谱利用率进行了比较,测试结果分别为 6.5%和 0.8%。在美国缅因州莱姆斯通洛林商业中心,对 30MHz~3000MHz 频段进行了为期 3 天的测试,测试结果显示平均频谱利用率为 1.7%,不同频段的频谱利用率介于 1%~24.65%。频谱利用率的最大值 24.65%出现在 470MHz~512MHz 频段^[41]。

在新西兰奥克兰,测得 806MHz~2750MHz 频段频谱利用率为 6.2%^[43]。

在新加坡,对 80MHz~5850MHz 频段进行了为期 12 天的测量,测得平均频谱利用率为 4.54%^[44]。

在卡塔尔多哈,对 700MHz~3000MHz 频段进行了为期 3 天的测试,测得室内环境中该频段频谱利用率为 1%,室外环境中该频段频谱利用率为 15.3%^[45]。

值得一提的是,刚才提到的测量结果高度依赖于测量地点、频谱测量方法和用于区分空闲频段和占用频段的阈值。

1.5 为什么对认知无线网络感兴趣

时间上的频谱复用是提高频谱利用率的一种新的重要途径。认知无线电为提高频谱利用率提供了一种全新的方法。Mitola 在文献[35]和[29]中描述的主要思想是使无线个人数字助理(PDA)和相关的网络具有一定程度的计算智能,从而可以检测用户的通信需求并为用户提供适当的无线电资源和无线服务。Haykin 提出了认知无线电的基本构建模块,并开发出一个基于信号处理、通信、信息理论、控制理论和博弈论的框

架，为认知无线电的实现提供了指导方针^[30]。在这个框架下，认知无线电识别未被充分利用的电磁频谱子频段，然后给次用户(没有获得该子频段的使用许可)提供可利用这些子频段的方法，以此来解决频谱利用率低的问题。通常，给无线通信分配的子频段是授权所有者的合法财产，反过来说，这些子频段可供其客户(主用户)使用。当然，认知无线电能否实现取决于频谱空洞是否存在，用户可以以随机的方式接入频谱空洞并进行通信。此外，频谱空洞随机出现和消失，这使认知无线电的实现更加复杂，也使认知无线网络的设计更具有挑战性。

1.6 定向信息流

正如文献[13]所述，若要使一个动态系统具有认知性，它必须实现4个不同的过程：感知-行动循环、记忆、注意力和智能。每个认知动态系统都有其自身特有的感知-行动循环，认知无线电也是这样。然而，在继续讨论后续内容之前，进一步明确我们在无线网络中所说的“用户”的定义将是有益的。鉴于此，首先我们认识到无线通信信道的任何一端都有一个收发器，它包含一个发射机和一个接收机，二者作为一个整体组合在一起。因此，当我们谈到无线电用户时，我们指的是以下定义^[13]：

用户指两个相互通信的收发器之间的通信链路，这个通信链路一端连接一个收发器的发射端，另一端与另一个收发器的接收端相连接。此外，认知无线电使用“次用户”一词，使其与“主用户”一词区分开来，后者代表授权(许可的)无线电用户。

请注意，在提出该定义之前，“主用户”和“次用户”这两个词已在前面章节中出现。

在图 1-2 中，我们看到在图的右边有一个认知无线电收发器的接收机

单元(RX-CR)，其认知功能是 RSA，CR 代表认知无线电。在图的左边，在认知无线电收发器中有一个发射机单元(TX-CR)，其认知功能是 DSM 和发射功率控制(TPC)^[47]。RX-CR 单元的 RSA 通过感知无线电环境来发现频谱空洞，这些信息通过反馈信道传输到 TX-CR 单元。与此同时，TX-CR 单元也通过自身的 RSA，在其特定的邻域内发现频谱空洞。在 TX-CR 单元中，将 DSM 和 TPC 结合起来的作用是发现对 TX-CR 和 RX-CR 单元来说都可用的频谱空洞，使无线电环境中数据信道的传输能够通过该频谱空洞来实现。认知无线电的定向信息流以这种方式建立在周而复始的循环之上。

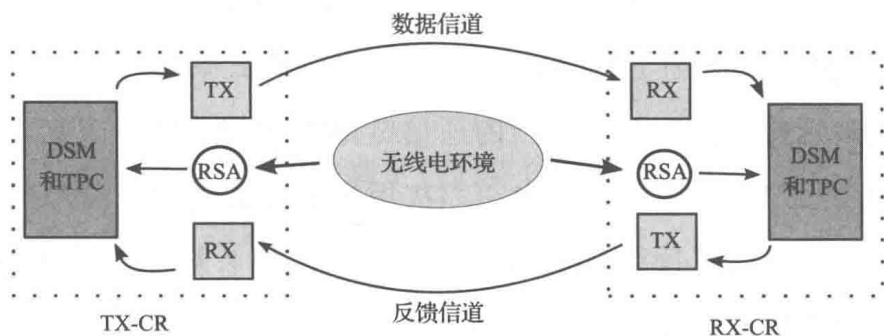


图 1-2 认知无线电中的定向信息流。DSM：动态频谱管理器；TPC：发射功率控制器；RSA：无线电场分析器；RX：接收机；TX：发射机；TX-CR：认知无线电收发器中的发射机单元；RX-CR：认知无线电收发器中的接收机单元（来源：Khozeimeh 和 Haykin(2009)^[46]。得到 John Wiley 和 Sons 的许可后复制）

我们刚才所讨论的是认知无线电中通信链路所具备的感知-行动循环这一本质。为了突出 RSA 这个概念的特殊性，我们在接收机中使用了“非参数谱估计”。

在图 1-2 的基础上，现在我们逐一讨论认知的四个基本过程是如何实现的。这样，不仅证明了认知无线电的合理性，也为本书后续部分将要阐述的内容做了铺垫^[13]。

(1) 感知-行动循环。通过在接收机中引入非参数谱估计用于感知，

则不需要建立无线电环境的“模型”就可以完成探测频谱空洞的任务。因此，实际上回避了对感知记忆的需求。谱估计是一个不适定反演问题，因此需要使用正则化方法。多窗口法(MTM)满足了这个要求，稍后将详细分析。此外，通过使用空时处理，MTM能够识别出在某一特定时间点和空间位置上的频谱空洞。正是因为这两个原因以及一些后续会详细阐述的其他原因，我们将MTM视为实现无线电环境感知(即频谱感知)的一种可选方法。

(2) 学习和记忆。DSM任务(在后续章节中将会具体讨论)的实现依赖于一个叫作赫布型学习的学习过程。赫布型学习的灵感来源于人类的大脑。赫布型学习过程的一个重要特征是其固有的自组织能力。因此，动态频谱管理器具有通过学习潜在的环境通信模式来为每个认知无线电用户动态地选择和分配一组适当的通信链路的实用方法。因此，在无线网络中主用户及其一定区域内相邻次用户的通信模式信息都存储在记忆中。此外，自组织特征映射的“突触”的权值会以一个循环为周期，根据新的输入自适应地更新。

在图1-2中，我们可以看到动态频谱管理器和发射功率控制器之间的耦合。具体来说，通过使用博弈论的思想(后续章节将会讨论)，发射功率控制器可以凭借从非参数谱估计器中获得的、通过反馈信道接收的、关于所选择的前馈通信信道的干扰水平的信息，在满足给定约束条件的前提下，自适应地调整其发射的无线电信号。在这个资源分配博弈中，认知无线电需要具备快速达到均衡的能力。

(3) 注意力。通过下面的例子说明注意力是如何在认知无线电中实现的。在某一特定的时间点和特定的空间位置上发生了一场严重的事故，从而导致无线通信流量的“浪涌”。非参数谱估计器凭借内置的空时处理过程，识别出哪些无线电子频段因为这场事故发生拥塞，并将信息发送给发射功率控制器。此外，为响应无线电环境分析器的输入，动态频谱

管理器本身将注意力集中在其他干扰较低的频段上。这样,绕过拥塞的子频段,通信将在新建认知无线电链路中继续进行。

此外,动态频谱管理器通过自组织学习过程,建立了一个无线电环境的预测模型。通过使用这个模型,认知无线电用户能够预测频谱空洞的可用性持续时间,频谱空洞可用性的持续时间反过来又决定了发射功率控制机制的预测范围。

(4) 智能。像人类的认知能力一样,认知无线电的智能建立在感知、记忆和注意力这三个过程之上,分别如过程(1)、(2)和(3)所述。为分析智能的重要性,我们考虑一个含有多个次用户的认知无线网络,这些次用户的通信需求必须以合适的方式来实现。因此,图 1-2 所示的感知-行动循环必须以相应的方式扩展开来,以便次用户共享:

- 无线电环境,用于实现它们各自的前向通信需求;
- 独立的无线通道,用以满足它们各自的反馈需求。

在这种场景下,智能表现为以下形式^[13]:

面对无线电环境的不确定性,在一个具有智能选择的决策机制下,可用资源(即带宽和功率)按照提前约定的协议,公平地分配给次用户,且使无线电环境的干扰不超过规定的限值。

环境的不确定性包含频谱空洞的随机出现和消失,这要求发射功率控制器具有鲁棒性,这个问题会在后续章节进行讨论。

根据(1)~(4)阐述的原理可见,在无线电通信中,认知的四个基本过程显然是可以实现的。现在我们已经很清楚地认识到认知能力是如何在系统中建立起来的,下一步我们开始研究有关认知无线网络的问题。

1.7 认知无线网络

认知无线网络是由系统组成的系统,是文献[49]中所描述的场景

中的目标搜寻网络。设计认知无线网络将涉及以下几类问题^[37]：

- 指定系统所追求的目标(即高效的频谱利用率和无处不在的网络连接)。
- 根据不同的决策类型来区分相应的可供选择的场景。
- 根据决策的过程选择合适的行动。

同样,网络中的每个组成系统(即每个认知无线电用户)也都是目标搜寻系统。博弈论广泛地应用于对具有不同收益期望的不同类型用户之间复杂的交互进行建模^[50]。在这个背景下,研究人员已经广泛研究了相关问题,包括但不限于以下内容:频谱共享^[51-53],调度^[54],以及干扰管理^[55]。

对于频谱共享,文献[31]给出了三种不同的模式:[⊖]

- 在 Underlay 模式中,次用户发射机对主用户接收机造成的干扰必须保持在一定阈值之下。
- 在 Overlay 模式中,次用户必须掌握关于主用户和次用户以及它们之间通信信道的完全信息^[56]。并且需要构建复杂的无线电架构来使用这些信息,设法使次用户网络对主用户网络的干扰保持在最低水平。这种场景似乎极具挑战性。
- 在 Interweave 模式中,次用户不得干扰活动的主用户。因此,次用户应能够准确地检测活动的主用户,并在需要时切换至其他频段。这需要次用户具有频谱敏捷性以及在不同频段传输的能力。

从考虑主用户和次用户对彼此的态度出发,可以从另一个角度来分析以上三种模式。为主用户(频谱资源所有者)和次用户(认知无线电用户)在某些特定频段以一种和谐的方式共存,可将频谱共享的方案分为两类^[57]:

⊖ 在后续章节中,请注意一下术语:

- 在网络供应商背景下,“主用户”和“授权用户”这两个概念可以互换使用。
- 相应地,在认知无线网络背景下,“次用户”和“认知无线电用户”这两个概念可以互换使用。

- 保护性频谱共享, 在这种方案中, 主用户不允许次用户在其非空闲子频段上与其共存。换句话说, 当主用户是活动的, 并且正在使用某些子频段时, 次用户不能通过这些子频段传输信息。Interweave 模式即属于这一类别。
- 侵略性频谱共享, 在这种方案中, 在主用户接收机接收到的干扰功率低于指定阈值的条件下, 允许主用户和次用户在同一子频段内共存。Underlay 和 Overlay 模式都属于这一类别。

保护性频谱共享方案只允许次用户使用白频谱, 而侵略性频谱共享方案还允许次用户使用灰频谱。白频谱指只有白噪声存在的子频段。而灰频谱指部分被主用户占用的子频段。显然, 在这两种方案中, 侵略性频谱共享方案对改善频谱利用率来说相对不那么保守。但是, 从主用户的角度出发, 只有当允许次用户在其非空闲子频段中存在是有利可图时, 侵略性频谱共享方案对主用户来说才有意义。换句话说, 侵略性频谱共享方案只有引入某种形式的定价规则才能变得合理。文献[58]在研究一个主用户和多个次用户之间的频谱共享以及多个主用户和一个次用户之间的频谱共享时, 已使用了引入定价规则的基于市场的模型。

在本书中, 我们提出了一个基于供应链网络理论的总体框架, 用来研究频谱市场。在我们提出的框架中, 包含多个主用户和多个次用户以及多个经纪人^[59]。经纪人是收益最大化的实体, 它们从主用户那里购买使用子频谱的权利, 并将该权利卖给次用户。在某种程度上, 它们可以被视为主要关心营销和销售的网络经销商^[60]。一般来说, 经纪人都参与了相互间的竞争博弈。因此, 我们可以确定动态频谱接入的两种机制^[37]:

- 开放获取机制: 在该机制下, 同级次用户间实现频谱开放共享。在开放频谱机制中, 认知无线电用户的活动不应影响主用户的性能。换句话说, 主用户从频谱资源所有者那里获得服务, 并且主用户不应注意到在频谱资源所有者的频段中认知无线电用户的存

在。频谱资源所有者和它们的主用户不需要知道任何关于次用户的信息，而次用户对主用户的活动必须十分谨慎。在这种机制下，次用户依赖频谱感知来识别频谱空洞^[61]。通过频繁地扫频来寻找频谱空洞对于为次用户提供无缝通信来说是至关重要的。换句话说，一旦主用户需要使用它们的子频段，次用户应该随时准备好从一个子频段跳转到另一个子频段。此外，为了维持可接受的服务质量(QoS)水平，次用户之间不进行协调或只进行最低限度协调，以自组织的方式进行干扰管理^[32]。

- 市场驱动机制：在这种替代机制中引入定价规则，频谱资源所有者通过向次用户出租空闲和部分使用的子频段来获取收益。特别之处在于，频谱资源所有者负责发现和管理它们所拥有的频段内出现的干扰。在考虑了保证可接受 QoS 水平的最大允许干扰的前提下，频谱资源所有者可以向次用户广告其可用的频段。因此，在市场驱动机制下，频谱感知并不是实现次用户正常工作的关键功能。

尽管它们各不相同，但两种机制都可以视为一个频谱供应链网络。在以这种方式分析它们时，它们代表两种互补的解决无线电频谱利用率不足的方法。然而，不同的决策者之间进行的博弈的实质是完全不同的。除了这两种机制外，还可以考虑其他情况。例如，强调合作转发的带宽交易是另一种情况，旨在提高网络的连通性和吞吐量^[62]。在这种架构下，次用户充当主用户的中继，作为回报，它们获得了使用相应频率所有者的空闲子频段的权限，用以传输自己的数据^[63]。

在每种机制中，相应的博弈可以表述为一个变分不等式(VI)问题，它的解是博弈的均衡点。在博弈论中，尤其在由自私的局中人参与的非合作博弈中，纳什均衡通常用来作为均衡的标准概念。然而，纳什均衡对错误或意外的行为并不具备鲁棒性，并且容易受到联盟的攻击^[64]。

虽然纳什均衡阐明了如何提高解的质量,但是变分不等式问题依旧是一个很棘手的问题。在某些博弈中,均衡可能不是自私行为结果的有效表现方式。换句话说,自私的局中人可能表现出非收敛的循环行为,而不是收敛于一个均衡点。这种情况甚至在只有一个均衡点存在时也可能发生^[65]。在认知无线网络中,频谱空洞频繁出现或消失,移动用户可以自由开始或停止通信。在这样一个动态的环境中,我们很有可能观察到用户行为是波动的^[66]。

用户数量和可用子频段快速变化,以至于用户无法在这些变化发生的时间点之间达到一个均衡点。因此,与用户可能无法达到的博弈均衡点相比,由网络动态性导致的网络的不均衡行为,更准确地描述了解的质量。鉴于人们把注意力过多集中在均衡上,可能会导致关于网络行为的结论在质量上是无效的,文献[65]建议对博弈的研究视角应从基于均衡的分析向实际的基于动态过程的描述进行转变。按照这种思维方式,可以用预测动态系统理论来推导这两种机制的频谱供应链的动态模型。这些状态空间模型使人们能够深入了解随时间推移网络所展现的不均衡行为,并有利于实现稳定性分析。这种基于动态过程的方法将我们当前的工作与其他如文献[67]中的工作区分开来。

1.8 数学工具箱

认知无线网络的资源动态分配和管理的基本原则,是以融合了博弈论、控制理论和最优化理论的思想为基础而发展起来的。

1.8.1 博弈论

博弈论为对多个决策者(局中人)可能存在利益冲突的互动情景进行建模和分析,提供了分析工具。认知理性与行为理性是博弈论的两个基

本假设。这些假设反映了每个决策者都有明确的目标，并根据其对其他决策者行动的认知或期望来执行自己的行动^[68]。博弈论为科学预测未来和使用这些知识构建未来提供了一个框架^[69]。

1713年，James Waldegrave 在竞争博弈中发现了极大极小的思想，并给出了一个具体博弈的解。然而，Émile Borel 在 20 世纪 20 年代才首次使用了“博弈论”这个术语。后来，John von Neumann 证明了极大极小定理。1944 年，他和 Oskar Morgenstern 共同撰写了第一本关于博弈论的书^[70]。除了讨论非合作博弈，他们还提出了具有可转移效用的联盟博弈的概念，为研究合作博弈奠定了基础。20 世纪 50 年代初，诺贝尔奖获得者 John Nash 提出了非合作博弈中纳什均衡这个关键概念，他还给出了在合作博弈中的纳什议价解。在过去的几十年里，博弈论一直是一个非常活跃的领域，John Harsanyi、Reinhard Selten 和 Robert Aumann 等许多研究者对该领域做出了许多贡献。其中 Reinhard Selten 与 John Nash 共同获得了 1994 年的诺贝尔经济学奖，Robert Aumann 获得了 1995 年的诺贝尔经济学奖。Harsanyi 提出了贝叶斯博弈理论。有限理性理论由 Herbert Simon 首先提出，而 Selten 以其在有限理性方面的研究闻名于世。Aumann 提出了相关均衡的概念。Aumann 和 Bezalel Peleg 还提出了具有不可转让效用的联盟博弈。虽然最初博弈论主要关注的是经济学领域，但它目前已成功地用于解决生物学等其他学科的问题。例如，在 20 世纪 70 年代，John Maynard Smith 正式提出了进化稳定策略(ESS)的概念。

工程上，在处理去中心化控制系统的许多情况下，控制器是以有中心的方式设计，然后以去中心化的方式来部署的^[71-72]。这种方法不是真正的去中心化，在实际中可能会造成一些问题。博弈论为真正的去中心化控制系统的分析和设计提供了一个切合实际的框架。John Nash 关于“平行控制”的论文或许可以称得上是这一领域的开创性工作^[73]。受到他

早期的在非合作博弈均衡方面工作的影响^[74-75]，Nash 提出建立计算机组，使各部件在计算机上以一种更自主的方式工作。Başar 和 Olsder 有关动态非合作博弈的研究^[76]更侧重于控制理论这个方面，并将优化控制问题解释为单个局中人博弈。同样，文献^[77]将鲁棒控制问题解释为一种零和博弈，当环境试图最小化系统的效用时，控制器试图使系统的效用最大化。

在无线网络中，无线电通信信道在不同的收发器对儿之间通常是共享的。在这样的环境中，多个用户争夺有限的资源，并且每个用户的行为都会影响相邻用户的性能。因此，博弈论引起许多通信网络领域(尤其是认知无线电领域)的研究者的关注并不足为奇。

最近，已经出版了一些为通信工程师编写的关于博弈论的教程。文献^[78]是对博弈论在有线通信系统中应用的很好的综述。专著^[79]介绍了非合作博弈理论，并在最后一章提到了一些可以从博弈论方法中获益的无线通信与网络相关研究领域。技术报告^[80]用四个无线通信的简单例子解释了非合作博弈论的术语。文献^[81]提出了均衡的概念和相关原理。论文^[82]阐述了合作博弈理论。2008 年 9 月，《IEEE 通信专刊》将通信系统中的博弈论作为特刊予以发表，John Nash 为其作序。此外，2009 年 9 月，《IEEE 信号处理杂志》发表了另一期关于信号处理和通信中的博弈论的特刊。该杂志还刊发了前述关于均衡和合作博弈的论文。鉴于博弈论在认知无线网络研究中的关键作用，下一章主要阐述这个主题。

1.8.2 控制理论

控制工程是一个具有多学科性质和较强数学基础的令人兴奋且充满挑战的领域。控制工程师的系统洞察力可以很容易地扩展到其他领域。对于控制工程师来说，当前最大的挑战是对现代的、复杂的和相互关联

的系统进行建模和控制。面对这一挑战，我们需要一些与传统技术截然不同的控制技术，它很可能是源于神经系统科学领域的全新控制结构。

在自然界中基因、蛋白质、细胞以及整个系统的各个层次中，我们都能够发现控制系统的踪影^[83]。一些自然控制系统具有无与伦比的复杂性^[84]。人们不断增进对生命有机体及其与周围环境互动和从周围环境中学习科学和工程原理的理解，将会在具有真正认知能力的智能机器的设计和应用上取得不可思议的突破。

生命有机体通过观察和行动与自然界相互作用。受到大脑感知-行动循环的启发，我们将认知无线电收发器看作一个闭环反馈系统，它包含无线电环境、无线电场景分析器、反馈信道和无线电环境执行器。此外，认知无线网络是一种既具有连续动态性，又具有离散动态性的混合动态系统。因此，认知无线网络可能展现出具有丰富动态行为的频谱结构。

1.8.3 存在不确定性因素的最优化

在一个复杂的系统中，如在认知无线网络中，每一个决策过程都将会是一个可能有多个相互冲突的目标的多准则优化问题^[85]。为了做出合理的决策，用户需要收集和处理信息。用户的数据采集和计算能力有限，并且他们只能根据自己掌握的知识和资源做出最佳决策。同样，实际的认知无线电也会受到不确定性因素的影响，这些不确定性因素无法通过统计分析来解决。在这种环境下，鲁棒优化为处理基于最坏情况的决策提供了一个基本工具。根据电气与电子工程师学会(IEEE)的定义^[86]：

系统的鲁棒性是指系统或组件在无效输入或压力条件下能够正确运行的程度。

在文献中，通常认为最优化是使获得最佳性能成为可能的驱动力。这样的目标在考虑小规模应用或玩具问题时很可能会令人满意。然而，如果我们关心的应用是复杂的或大规模的时候，以认知无线网络为例，我们发现自己将面临一个更迫切的系统需求：鲁棒性。

大多数甚至全部的控制设计策略的关键在于为被控制对象选择模型，例如发射功率控制。模型的选择受数学上的易处理程度和我们对被控制对象的先验知识的影响。被控制对象是一个通用术语，用来描述动态系统中我们所要控制的部分。不幸的是，不管我们多么努力，并且不考虑我们对这个系统已有的所有先验知识，被控对象的实际物理行为与假设模型的相应行为之间总会有一些差异。给定的输入信号激励被控制对象在输出端产生的响应，是由被控制对象底层物理特性决定的。另一方面，当考虑被控制对象的相应行为时，由于模型的不确定性是不可避免的，对于相同的输入信号，模型的响应和被控制对象的实际响应总是不可避免地产生偏差。设计控制器的挑战在于无论在实际中可能出现任何操作状况，都需要确保错误足够小，以便从系统运行的角度来看该错误是可以接受的。下面一节将对认知无线网络中不确定性的主要来源进行回顾。

1.9 认知无线网络中不确定性的主要来源

在认知无线网络中有两个主要的资源：信道带宽和发射功率。频谱空洞的出现和消失取决于授权用户是否允许接入其子频段，认知无线电通信的这种特有现象使发射功率控制器的操作变得复杂。为应对这一现象，进而为提高无线电频谱的利用率提供解决方法，认知无线电系统必须具备能够快速有效地接入频谱空洞的能力。

频谱感知被视为接收机的基本认知功能，频谱感知最主要的问题是估计的方差与偏差^[87]。当我们继续研究发射机的发射功率控制的相关认

知功能时，最主要的问题是鲁棒性与最优化的权衡^[66]。

在认知无线电的背景下，被控制对象指的是发射机和接收机之间的通信信道，无线电场景分析器起着传感器的作用，无线电环境执行器起着控制器的作用。由于传感器和执行器不是部署在一起的，所以它们必须通过物理反馈信道来实现彼此的连接，并且控制器通过反馈信道接收传感器测量的信息。由于认知无线网络中存在不同方面的不确定性因素，调整认知无线电的发射功率需要解决存在不确定性因素时的最优化问题。

认知无线网络中主要的不确定性来源如下：

- 主用户：在认知无线网络中，频谱空洞的出现和消失取决于空闲频段是否可用。因此，主用户的活动是带来供给侧风险的原因。主用户的通信模式决定了资源的可用性和可用时间。频谱空洞的可用性决定了每个次用户所要解决的资源分配优化问题的联合可行集。换句话说，它决定了相关博弈中所有次用户的行动空间的联合集。如前所述，频谱空洞的可用时间决定了次用户无线电环境执行器的控制范围。我们从关心的子频段和这些子频段中主用户活动的动态性中观察到以下两种不同的情况：
 - a) 预先明确定义主用户的活动以及它们对相应子频段的占用情况。
认知无线电使用 TV 频段就是这种情况的一个典型的例子。
 - b) 与情况 a 相比，主用户的活动以及频谱空洞的出现和消失更具动态性，更难预测。认知无线电使用蜂窝网频段是这种情况的一个典型的例子。
- 次用户：任何时候，当前用户可以随机离开网络，新用户可以随机加入网络。这是造成网络需求侧风险的原因。
- 移动性：用户一直在移动。由于移动性的存在，在网络中一个用户对其他用户造成的干扰以及其他用户反过来对该用户造成的干扰是时变的。

- 多时变延迟：反馈信道在认知无线电的设计与应用中起着基础性的作用。反馈很自然地在控制循环中引入延迟，不同的发射机可能接收到具有不同时延的噪声和干扰的统计信息。此外，不定时发生的零星反馈会造成用户使用过期的统计信息来更新其功率向量。在每个认知无线电用户的控制循环中引入的时变延迟是不确定性的另一个来源，这种不确定性不仅会降低系统性能，还可能导致系统不稳定。
- 噪声：周围环境噪声取决于环境中的不同活动，它是由自然现象和人为现象共同引起的。

在某些时间间隔中，假设主用户的活动是不变的，可用的频谱空间是固定的，那么可以采用两种方法来应对因其他认知无线电用户的加入和离开以及其移动性对系统造成的不确定性影响：随机优化和鲁棒优化^[88]。现对这两种方法的利弊进行讨论。

如果对不确定性来源的概率分布有很好的认知，不确定性就可以通过概率论及其相关概念来处理。在这种情况下，计算期望值不会成为障碍。因此，发射功率控制可以表示为一种随机优化问题。

然而，在实践中很少能知道不确定性来源的概率分布。因此，利用期望值的随机优化方法并不适用。在这种情况下，不涉及概率论的、基于最坏情况分析的鲁棒优化技术更加适用，尽管这类技术在实践中可能过于保守。实际上，性能上的次优化有利于系统的鲁棒性。

随机优化保证了某种程度上系统的平均性能，但有时可能无法实现所需的 QoS，这就意味着缺乏可靠的通信。另一方面，鲁棒优化保证了在最坏情况下系统的性能达到可接受的水平。这是一种保守的做法，因为现实生活中的系统并不总是处于最坏的状态，但它可以保证即使是最坏的情况下也可以实现无缝通信。由于存在认知无线网络的动态特性和由反馈信道引入的时延，干扰的统计信息可能并不代表网络的当前状

态，而发射机却根据这些统计信息来调整其功率。在这些情况下，鲁棒优化通过考虑最坏情况下干扰和噪声的不确定性，来防止干扰功率超过可允许范围。因此，为鲁棒性牺牲最优化性能似乎是一个合理的建议。预测模型的使用可以使用户根据环境条件自适应地选择不确定性因素集合，从而降低设计的保守程度。

1.10 可信度

鉴于认知无线网络对竞争、创新和投资的影响，除了提高频谱效率之外，认知无线网络还能带来社会经济效益。例如，它们允许低速远程医疗服务(包括远程护理和家庭监控)通过轻量化的稀疏网络接入互联网。这类网络的合并将为人们提供低成本的泛在连接，以及既使用固定网络基础设施又使用移动小型基站的社交网络^[89]。此外，认知无线电将是一种建立灾难响应网络^[90]或永不消失的网络^[91-92]的有效工具，这种网络能够使受灾地区快速与世界其他地区重新建立连接。

1.11 本书结构

本书的其余部分组织如下：

- 第 2 章回顾了博弈论中的术语，重点介绍了非合作博弈、合作博弈和少数者博弈，在后续章节中对认知无线网络进行设计和分析时将用到它们。本章还介绍了纳什均衡的概念。同时，将非合作博弈重新表示成变分不等式问题，为建立网络的动态分析模型铺平了道路。
- 第 3 章讨论了认知无线电收发器的结构，并对其三个主要功能模块进行了详细介绍。这三个主要功能模块是无线场景分析器、

动态频谱管理器和发射功率控制器。无线电场景分析器允许认知无线电用户感知无线电生态系统,从而识别可用的子频段,并测量这些可用子频段中的干扰和噪声水平。接下来,认知无线电用户基于从无线电生态系统中收集到的信息,以分层的方式分两个阶段解决资源分配的问题。在高层,动态频谱管理器选择一组更适于通信的信道。然后,在低层,发射功率控制器根据对所选信道测得的干扰水平动态调整所选信道的发射功率。对于设计无线电场景分析器,本章详细讨论了 MTM 方法。在认知无线电用户群体中可以引入合作博弈的概念,使其形成联盟,进而实现一种合作的频谱感知机制。对于设计动态频谱管理器,本章提出基于自组织映射和基于少数者博弈这两种不同的方法。然后,在不同的场景下对这两种方法在性能效率方面的差异进行比较。对于设计发射功率控制器,本章给出了一种基于非合作博弈理论框架的迭代注水算法的鲁棒公式。

- 第 4 章重点关注的是认知无线网络。本章提出了一个基于将认知无线网络看作频谱供应链网络的框架。本章考虑了两个互补的机制(即开放获取机制和市场驱动机制),并推导出了它们所控制的动态性的分析模型,这些模型可以用于研究网络的均衡和非均衡行为。在开放获取机制下,频谱供应链是一个由网络供应商(即主用户)和认知用户(即次用户)组成的二层网络。而在市场驱动机制下,频谱供应链是由网络供应商、频谱经纪人和次用户构成的三层网络。在上述两种机制下,在网络的每一层中,同级实体之间都进行着非合作博弈。我们利用变分不等式理论推导出一种网络的均衡模型,它是在网络的不同层级进行的不同博弈的综合结果。然后,利用预测动态系统理论推导出网络的状态空间模型,其平稳点与相应的变分不等式(即网络均衡)的解相符。当网

络受到干扰时,可以利用这种动态模型对网络在达到均衡之前或不同均衡点之间转换时的瞬态行为进行分析。本章利用分析动态模型研究了不确定性和时变延迟对网络行为的影响,并发现了保证网络稳定性的条件。随后,用演进的变分不等式理论和希尔伯特空间的预测动态系统理论来扩展已提出的框架,用以体现网络的多时间尺度的性质。

- 第 5 章主要关注的是频谱供应链网络的可持续性。为了应对不断增长的带宽需求,提高授权频段和非授权频段的频谱利用效率是至关重要的。为此,本章在将授权频段和非授权频段分别看作私人物品和公共池塘资源的基础上,开发了一种人工经济模型。频谱供应链的不同层级进行博弈的综合结果是达到纳什均衡,但它可能不是帕累托最优的。此外,纳什均衡对抵抗联盟的形成所造成的影响也是无效的。为了提高频谱供应链的可持续性,本章提出的人工经济模型的目标是实现一种帕累托最优均衡,即所谓的林达尔均衡。
- 第 6 章关注的是认知异构网络(HetNet),重点在于为资源共享提供经济模型。HetNet 被视为一种 5G 的使能技术。本章基于对网络基础结构和频谱的解耦,建立起一个经济模型,从而有利于实现不同网络间的横向融合。在本章提出的架构中,网络以动态的方式融合和分离,目的是提高网络的效用。当网络融合时,它们可以根据特定时间和特定地点的情况来共享频谱、基础设施,或二者兼而有之。同样,次用户网络可以从网络供应商那里租赁频谱、基础设施,或二者兼而有之。考虑到网络的融合与分离,通信供应链网络必须以动态的方式优化设计和重设计。

博 弈 论

这一章简单介绍了博弈论。详细内容可以参考博弈论方面的经典文献，如[68]和[76]。本章主要介绍博弈论在认知无线网络中的应用。

2.1 博弈论术语

在博弈论中，相互作用的决策者被称为局中人。在无线通信系统的场景下，局中人指用户或无线设备。通常假设局中人是理性的，因为如果考虑到所有可获得的信息，他们能够使自己的效用最大化。局中人的效用或收益量化了博弈为他们带来的结果。

然而，完全理性是有问题的。为了做出某些合理的决策，局中人需要收集和处理信息。但是，局中人获取数据和计算的能力是有限的。因此，局中人通常只具有有限理性，因为他们只能依据自己的知识和资源做出最好的决策。局中人根据特定的规则做出决策，这种规则叫作策略。局中人所采用的策略可能是单个行动或一组行动的集合。最大化效用的实际决策称为行动或控制。

博弈由三个基本要素定义：局中人集合，所有局中人的行动空间的联合集（由局中人可以执行的行动约束决定），局中人的利益（量化为局中人的效用集合）。解是博弈的可能结果。博弈论给出了各类博弈的合理的解，并对各类博弈的解的特点进行了研究。

2.1.1 非合作博弈与合作博弈

博弈论可分为两大分支：非合作博弈和合作博弈。非合作博弈理论研究的是这样一种场景：局中人相互竞争，自私地追求自己的利益，且其利益与其他局中人的利益相冲突。合作博弈理论研究了局中人合作团体形成的问题，这个团体被称为联盟。在每个联盟内，一组局中人协调他们的行动，并将他们的收益集中起来。这些联盟加强了其团队成员在博弈中的地位。

2.1.2 静态博弈与动态博弈

静态博弈是一种单阶博弈，每个局中人仅行动一次，且与其他局中人无关，但这与通常时间段内发生的情况并不一致。如果做出决策的顺序是重要的，并且至少有一个局中人使用了依赖于先前行动的策略，则称此博弈为动态博弈。

2.1.3 一次性博弈与重复博弈

如果博弈反复进行，我们称其为重复博弈。在重复博弈中，每个局中人都可以根据他对其他局中人先前行动所掌握的信息来做出决策。鉴于这些信息的作用，重复博弈是一种动态博弈。此外，每个局中人都可以考虑他的当前行动对其他局中人未来行为的影响。因此，长期互动的逻辑是重复博弈固有的属性。并且，威胁和惩罚导致在这些博弈中产生合作。

2.1.4 完全信息博弈与不完全信息博弈

在完全信息博弈中，局中人充分掌握其他局中人的策略和收益，但不一定掌握他们的行动。在不完全信息博弈中，至少有一个局中人不知

道另外至少一个局中人的策略和收益。

2.1.5 完美信息博弈与不完美信息博弈

在完美信息博弈中，局中人充分掌握其他局中人的行动。在不完美信息博弈中，局中人可能只是部分知情，并且需要在不确定性因素存在的条件下做出决策。他们可能^[68]：

- 对环境参数不确定；
- 对博弈中发生的事件不完全知情；
- 对其他局中人的行动不确定；
- 对其他局中人的推理能力不确定。

如下面一节所述，在无线网络中，用户必须应对所有的不确定因素。

假设局中人知道他们的可选集，形成了对未知因素的期望，有明确的偏好，并在解决一些优化问题的基础上选择他们的行动。为了对局中人的决策过程进行建模，需要以下基本要素^[68]：

- 决策者可从中做出选择的行动集合；
- 这些行动可能产生的结果集合；
- 将结果与每个行动关联起来的结果函数；
- 描述局中人偏好的效用函数。

概率论和相关概念可用于在不确定性因素存在的条件下对决策进行建模。如果结果函数是随机的，并且对决策者来说是可知的，那么行动集中的每一个行动都可以对应一个可能结果集的概率分布。然后，局中人通过使其期望效用最大化来做出决策。在这种情况下，当掌握了不确定参数的概率分布时，期望值的计算将不再成为难题。

然而，实际中，我们对概率分布的了解很少，利用期望值的随机优化方法可能并不适用。在这种情况下，不涉及概率论的、基于最坏情况分析的鲁棒优化技术更适用，尽管这种技术在实践中可能过于保守。性

能上的次优性有利于鲁棒性。这个问题可以归纳为鲁棒博弈，鲁棒博弈问题基本上是一个极大极小问题。在这个问题中，每个用户都试图最大化自己的效用，而环境和其他用户则试图最小化该用户的效用^[77,93]。

2.2 非合作博弈

非合作博弈可以表示为一组耦合优化问题，其中每个局中人 i 试图贪婪地最大化他的收益 u_i 。

$$\max_{x_i} u_i(x_i, x_{-i}) \quad (2.1)$$

$$\text{满足: } x_i \in \mathcal{X}_i \quad (2.2)$$

\mathcal{X}_i 是局中人 i 的可行集。按照博弈论的符号表示方法，其他局中人的联合行动用 x_{-i} 表示。在这个框架下，理想的解最适合由纳什均衡来获得。

2.2.1 纳什均衡

在博弈论中，纳什均衡被认为是一个重要的基本概念。当取这个均衡点所对应的解时，没有任何一个局中人有单方面偏离这个解的动机。换句话说，在纳什均衡点上，每个用户选择的策略都是对其他用户策略的最佳响应。

2.2.2 变分不等式

纳什均衡博弈可以转化为一个变分不等式问题^[94]。如果 \mathcal{X}_i 是 \mathbb{R}^m 的闭凸子集， u_i 是一个凹的连续可微函数，其中 $i=1, \dots, n$ ，那么 $\mathbf{x}^* = [x_1^*, \dots, x_n^*]^T \in \mathcal{X}$ 是一个博弈的纳什均衡，当且仅当它是如下 $\text{VI}(\mathcal{X}, \mathbf{F})$ 问题的解：

$$(\mathbf{x} - \mathbf{x}^*)^T \mathbf{F}(\mathbf{x}^*) \geq 0, \quad \forall \mathbf{x} \in \mathcal{K} \quad (2.3)$$

其中 \mathcal{K} 是所有局中人的联合可行集, 且

$$\mathbf{F}(\mathbf{x}) = [\nabla_{x_i} u_i]_{i=1}^n \quad (2.4)$$

变分不等式这种公式化表达形式有助于增加系统的鲁棒性, 并有助于研究解的存在性和唯一性。同时, 它为我们在动态框架下对系统开展研究铺平了道路, 在该框架中可以研究系统在均衡点之间的瞬态行为。详情请参阅第 4 章。此外, 以上论述的证明参见附录 B。

2.3 合作博弈

合作博弈理论关注的是局中人群体所能达到的目标。合作博弈是局中人联盟之间的竞争, 而不是单个局中人之间的竞争。联盟在博弈中的价值被量化为联盟值。因此, 联盟值的定义决定了博弈的形式和类型。如果一组局中人能够就行动的选择和收益的分配达成一个有约束力的协议, 那么他们就可以形成联盟。合作博弈的结果是形成了联盟, 并且使每个联盟可以独立于博弈中剩余的局中人来采取联合行动。尽管这些行动是由联盟采取的, 但联盟的稳定性依旧取决于每个个体的利益, 因为最终联盟的效用是依据联盟成员个体的偏好在联盟内进行共享的。

合作联盟博弈可以分为两类: 可转移效用(TU)联盟博弈和不可转移效用(NTU)联盟博弈。在 TU 联盟博弈中, 联盟的总效用可以在联盟成员之间任意划分。而在 NTU 联盟博弈中, 效用的分配可能存在严格的限制。

尽管局中人最终对最大化自己的效用感兴趣, 但他们依旧可能会主动采取对所有局中人都有益的行动来解决冲突。相对于所有局中人都反

对的行动，如果有更具吸引力的选择，那么就有必要进行某种形式的谈判以达成一种对每个人都足够有利的协议。这种行为可以通过纳什议价理论建模。

纳什议价

纳什引入了公理化方法来描述一个有效的议价解应该具备的属性。这个解必须具备四个属性：线性、对称性、帕累托最优性以及独立于不相关的备选解。公理化方法不依赖局中人之间的效用比较，且议价理论不能对公平性进行建模。相反，它反映了这样一个事实，在谈判过程中较强大的局中人更占优势，并且能够分配到更好的资源。

2.4 少数者博弈

在少数者博弈的最初形式中，若干局中人必须在两个可选方案之间做出选择。赢家是构成少数者群体的局中人。换句话说，随波逐流会受到惩罚，与众不同将得到回报。局中人根据他们对前几轮的有限记忆和他们的信息处理能力来做出决策。少数者博弈也被推广至多选择和多频率案例中，局中人在不同的时间尺度上做出决策^[95]。

下面将解释在少数者博弈中使用的术语^[96]。在每一轮博弈中，所有局中人的行动的总和称为出勤率。出勤率的时间平均方差称作波动性，可以将其看作对博弈中资源分配有效性的一种反向衡量。更准确地说，高波动性与较高的出勤率变化有关，这是博弈效率低下的一个标志。反过来说，低波动性与较低的出勤率变化有关，并意味着该博弈是相当高效的。

为每个策略分配一个收益函数，无论局中人是否选择该策略，收益函数的值都代表该策略对下一轮博弈的预测能力。如果对下一轮博

弈的具体策略的预测结果是赢家,则该策略获得奖励,并且该策略的累积收益增加。否则,如果预测结果是失败者,这个策略遭到惩罚,并且该策略的累积收益减少。收益可以通过两种方式进行更新:在线方式和批处理方式。在在线方式中,在每一轮博弈后更新不同策略的收益。而在批处理方式中,只在固定数量的博弈回合后更新不同策略的收益。不像在线方式那样,批处理方式对策略的预测信息出现的先后顺序并不敏感。

在少数者博弈中,如果局中人根据过去真实的历史数据做出决策并采取行动,那么这种博弈称为内生博弈。相反,当局中人随机做出决策时,这种博弈称为外生博弈。在这种场景下,当以批处理更新方式部署少数者博弈时,该博弈看起来将会像一个外生博弈,因为在收益更新的时间点之间已经发生了数轮博弈。

现在,我们来考虑博弈动态性的两个不同阶段:对称阶段和非对称阶段。对称阶段也称为拥挤或者不可预测阶段,非对称阶段也称为不拥挤、稀释或可预测阶段。这两个阶段之间的转换对于研究宏观层面的系统行为来说是一个重要的问题。这两个阶段由可预测性这一有序参数来表征。可预测性是当局中人获得一定数量的信息时,对出勤率的概率性结果的衡量。就这一点而言,可能获得的信息总量与局中人群体大小之比是控制阶段转换的一个重要参数。换句话说,这个参数存在一个关键值,在这个关键值上发生阶段转换。它也可以用来为具有不同数量信息和不同群体规模的博弈重新调节宏观可见性。

2.5 小结

本章简要介绍了博弈论的基本知识,为后续章节提供了必要的背景知识。下一章专门讨论认知无线电收发器的不同组成模块,包括无线电

场景分析器、动态频谱管理器和发射功率控制器。这三个组成模块可以基于不同的博弈论框架进行设计，稍后会详细解释。更准确地说，无线电场景分析机制可以基于合作博弈的频谱感知来构建，动态频谱管理可以借鉴少数者博弈的思想鼓励认知无线电用户选择低干扰的信道，非合作博弈为传输功率控制提供了所需的框架。当涉及认知无线网络时，网络动态性受网络不同层次所进行的不同博弈的结果共同影响。这一问题将在第4章得到深入研究。网络均衡点的存在性和唯一性可以通过包转发和中继的重复博弈来保证。

认知无线电收发器

这一章涵盖了认知无线电收发器的四个基本组成部分：频谱感知、反馈信道、动态频谱管理和发射功率控制。通过频谱感知，认知无线电收发器感知无线电生态系统，提取保持无缝通信所需的信息。频谱感知过程必须为认知无线电用户提供关于可用频谱子频段及其干扰水平的信息。然后，动态谱管理器从可用子频段中选择一组信道进行通信。接下来，发射功率控制器根据所选信道的干扰水平调整发射功率。接收机将所选的前向信道的状态信息通过反馈信道发送给发射机。

本章为频谱感知机制、动态频谱管理器和发射功率控制器的设计提供了广泛的指导原则。本章选择多窗口法(MTM)作为频谱感知的设计方法。对动态频谱管理的设计，本章提出基于自组织映射(SOM)和基于少数者博弈这两种方法，并对二者的优缺点进行了比较。发射功率控制器的设计采用基于迭代注水算法(IWFA)的鲁棒版本。本章在分析了主要构成模块后，简单地讨论了信息价值及其在感知-行动循环中的流动。

3.1 频谱感知

由于在认知无线网络基础理论和设计中，频谱空洞发挥着至关重要的作用，那么就带来一个关键性问题：在无线电频谱中如何发现频谱空洞？为解决这一基本问题，我们需要重述两类频谱空洞：

1. 白频谱，除了存在自然和人工引起的噪声外，没有射频干扰；

2. 灰频谱，部分频谱被干扰和噪声占用。

首先我们能够找到的频谱空洞是电视(TV)频段。2009年，北美所有的地面电视广播已完成从模拟到数字的转换，它们使用的是先进电视系统委员会(ATSC)标准。此外，2008年11月，美国FCC规定允许无线电设备使用ATSC-数字电视(DTV)频段。因此，2009年开创了将“白频谱”应用于低功率的认知无线电设备的先河。这些白频谱的可用性自然会随着时间和地理位置的变化而变化。然而，在现实中，当一个电视广播站关闭时，噪声不太可能成为ATSC-DTV频段的唯一使用者。相反，在DTV导频下会存在各种不同功率等级的干扰信号。换句话说，一些组成ATSC-DTV频段的子频段实际上可能是灰频谱，而不是白频谱。

在通信接收机前端出现的最常见的自然噪声源是热噪声，可以合理地将其建模为加性高斯白噪声(AWGN)。到目前为止，移动通信中最重要的人工噪声源是由不同类型电子设备辐射出来的人为噪声^[97]，发射频率大约从2MHz到500MHz。与热噪声不同，人为噪声本质上是脉冲，因此，我们将其看作脉冲噪声。在城市中，由机动车产生的脉冲噪声是移动通信干扰的主要来源。脉冲噪声的统计特性与热噪声的高斯特性有着根本的区别，由于城市区域既存在高斯噪声又存在脉冲噪声，所以对白频谱的噪声建模可能会使识别频谱空洞的过程复杂化。

接下来，我们考虑部署在世界各地的商业蜂窝网络。在当前的频率许可制度下，只有主用户拥有在某一频段进行数据传输的专有权。然而，在没有主用户的大型蜂窝网络中，极有可能发现小的频谱空闲空间。目前，这样的蜂窝网络并不允许低功率的机会接入。在具有小型基站的毫微微蜂窝网络中，认知无线电的低功率机会接入对主用户是无害的，即便这样，这种接入也是不被允许的^[98]。因此，在商业蜂窝网子频段中也可以发现频谱空洞。当然，频谱空洞的分布随时间和空间的变化而变化。在任何情况下，都需要考虑由在一个区域内共存的各种无线电基础设施

供应商的发射机之间的冲突关系引发的干扰^[99]。因此,在蜂窝网频段中发现的频谱空洞可能并不全是白频谱。

从这个讨论中我们得出的重要观点是:无论频谱空洞存在于哪里,或许是在 ATSC-DTV 频段,或许是在蜂窝网频段,我们都应面对这样一个现实,频谱空洞可能是由白频谱和灰频谱共同组成的。一种简单的假设检验程序,使用能量检测或循环平稳特征描述,将每个子频段指定为黑频谱(阻塞空间)或白频谱(可利用空间)。然而,频谱空洞由白频谱和灰频谱组成的这种可能性会使这种简单的假设检验程序的适用性变得更为复杂。

在德国亚琛进行的一项研究得出了另一个结论,但是在表 1-1 中并没有列出。其中,在 7 天的测量周期内,在主要的火车站旁,20MHz~3000MHz 频段内,频谱在室内环境中的利用率为 32%,在室外环境中的利用率则为 100%。然而,在这样一个地方,传感器暴露于高水平环境噪声中,能量探测器无法分辨人为噪声与主用户信号,从而导致了这个意想不到的高占用率结果^[100]。由于以上原因,这项研究才没有列在表 1-1 中。从这项研究中可以吸取的重要经验教训是:我们应该谨慎选择所采用的频谱检测方法,以避免这种误导性结果的产生。本节阐述的频谱感知方法建立在文献[87]提出的技术基础之上。

3.1.1 可靠频谱感知的属性

鉴于上一节讨论的实际情况,现在我们可以确定频谱感知器作为认知无线电应用所应具备的属性:

1. 检测频谱空洞并将其可靠地归类至白频谱和灰频谱。这种归类需要对功率谱有准确地估计,尤其是频谱空洞是灰频谱时。

2. 准确的频谱空洞分配方案,它是无线电频谱有效利用的必要条件。毕竟,有效的频谱利用率是认知无线电的驱动力。

3. 对干扰源波达方向(DOA)的估计,为认知无线电赋予了空间方向感。

4. 强循环平稳特性的时频分析(TFA),当我们关心的子频段被主用户占用时,它可以作为一种附加方法,用于加强频谱空洞的检测和调制信号的分类。

3.1.2 多窗口法

MTM是一种满足如上节所述频谱感知理想属性的无线电感知方案,也称为多窗口法^[101]。MTM是一种基于Slepian序列的谱估计过程,它的一个独特的性质是在最小可能的频谱带宽中使输入信号的能量最大化^[102]。换句话说,将Slepian序列看作一个窗,它是优于任何其他用于谱估计的信号处理窗(如汉明窗和汉宁窗)的最优窗。由于MTM将最优频谱利用率作为设计标准,因此可以认为MTM是频谱感知的“最佳”候选对象。

我们之所以这么说,是由于以下原因,满足且超越了上述理想属性的要求^[13]:

1. 在多窗口谱估计中,偏差可分解为两个可量化的部分:
 - 局部偏差,由用户所选频带 $f-W$ 到 $f+W$ 内的频率成分引起的偏差;
 - 宽带偏差,由该频带以外的频率成分引起的偏差。
2. 多窗口谱估计函数的解理所当然地由通带带宽定义,即 $2W$ 。
3. 多窗口谱估计函数为偏差与方差之间的权衡提供了一个易于量化的方法。因此,方差-解困境取代了偏差-方差困境。
4. 直接谱估计可以用多于两个自由度(DoF)的方法实现。通常,DoF从6到10不等,取决于用于估计的时间带宽积。
5. 多窗口谱估计具有一种内建的正则化形式;也就是说,多窗口谱估计为计算所需功率谱的最佳近似值提供了分析基础,这个近似值不可

能仅从观测到的数据中获得。

6. 通过在接收机中设置多个天线阵列, MTM 获得了一种空时处理能力。因此, 在时间和空间上有关无线电环境(即频谱空洞)状态的信息都可以进行计算。这类信息对认知无线电注意力这个认知过程具有重要的现实意义。

7. MTM 为计算接收无线电信号的循环平稳特性提供了严格的数学理论分析基础^[87], 可用于识别占用我们所关心的特定无线电频谱的主用户。因此, 循环平稳特性可以成为进一步增强频谱空洞探测性能的另一方法。

8. 最后, 但最重要的一点是多窗口谱估计在引入谐波 F 检验法时, 可用于区分频带 $(f-W, f+W)$ 内的谱线成分。

此外, 从计算的角度来看, 通过预先计算 Slepian 序列和使用最先进的快速傅里叶变换(FFT)算法, 即所谓的西方快速傅里叶变换(FFTW)^[103], 用 MTM 实现频谱感知的计算速度可达到 $5\mu\text{s} \sim 20\mu\text{s}$ 这个量级。随着先进移动设备处理器的速度和计算能力的不断提高, 预计将在未来实现更快速的频谱感知。文献[87]用真实的数据给出了实验结果, 很清楚地证明了 MTM 对频谱感知的实际效果。

令 t 表示离散时间。时间序列 $\{x(t)\}_{t=0}^{N-1}$ 代表接收到的射频信号的基带形式, 该射频信号的中心频率是我们所关心的频率。基带一词表示信号的中心频率移动(解调)到 0Hz。给定这个时间序列, MTM 能够确定以下参数^[101]:

- 一个 Slepian 窗的标准正交序列, 表示为 $\{v_t^{(k)}\}_{t=0}^{N-1}$ 。
- 一组相对应的傅里叶变换:

$$X_k(f) = \sum_{t=0}^{N-1} x(t) v_t^{(k)} \exp(-j2\pi ft) \quad (3.1)$$

其中 $k=0, 1, \dots, K-1$ 。特征谱的能量分布定义为 $|X_k(f)|^2$, 且

随 k 的变化而变化，其值集中在分辨带宽 $2W$ 内。时间带宽积

$$C_o = NW$$

限制了窗口(抽头)的数量，即

$$K \leq \lfloor 2NW \rfloor \tag{3.2}$$

进而，定义了可用于控制多窗口谱估计函数方差的 DoF。参数 C_o 和 K 的选择是频谱分辨率、偏差和方差之间折衷的结果。这些估计值的偏差很大程度上由最大特征值决定，最大特征值可以表示为 $\lambda_0(N, W)$ ，Thomson 给出了它的渐近表达式^[101]：

$$1 - \lambda_0 \approx 4\pi \sqrt{C_o} \exp(-2\pi C_o)$$

这个公式给出了总旁瓣能量的部分，也就是泄漏到频带 $(-W, W)$ 外的总能量。如表 3-1 所示，总旁瓣能量随 C_o 的增大而快速衰减。文献[101, 104, 105]基于最前面几个显示出最小旁瓣泄漏的特征谱给出了实际的谱估计公式。

$$\hat{S}(f) = \frac{\sum_{k=0}^{K-1} \lambda_k(f) |X_k(f)|^2}{\sum_{k=0}^{K-1} \lambda_k(f)} \tag{3.3}$$

其中 $X_k(f)$ 是式(3.1)中定义的傅里叶变换， $\lambda_k(f)$ 是与第 k 个特征谱有关的特征值。式(3.3)的分母使估计函数 $\hat{S}(f)$ 无偏。

表 3-1 作为时间带宽积 C_o (第 1 列)的函数的最低阶 Slepian 序列的泄漏特性

$C_o = NW$	$1 - \lambda_0$	dB
4	3.05×10^{-10}	-95
6	1.31×10^{-15}	-149

(续)

$C_o = NW$	$1 - \lambda_0$	dB
8	5.26×10^{-21}	-203
10	2.05×10^{-26}	-257

注：第 2 列给出 $1 - \lambda_0(C_o)$ 的渐近值，第 3 列将第 2 列的数值(总旁瓣能量)以分贝(相对于信号中的总能量)的形式表示出来。

式(3.3)的多窗口谱估计函数的工作方式在直观上极具吸引力，随着窗口数量 K 值的增加，特征值不断降低，使特征谱更容易受到泄漏的污染。然而，特征值本身通过降低高泄漏特征谱的权重，抵消了这一效应。

虽然低阶特征谱具有极好的偏置性质，但随着阶数 K 增加到趋近于式(3.2)所定义的极限值时，其性质存在着某种程度的退化。在文献[101]中，引入一组由 $\{d_k(f)\}$ 表示的自适应权值来降低高阶特征谱的权重。利用均方误差优化过程推导出以下计算权重的公式：

$$d_k(f) = \frac{\sqrt{\lambda_k(f)} S(f)}{\lambda_k(f) S(f) + E[B_k(f)]}; \quad k = 0, 1, \dots, K - 1 \quad (3.4)$$

其中 $S(f)$ 是真实的功率谱， $B_k(f)$ 是第 k 个特征谱的宽带偏移， E 是统计期望算子。此外，我们发现

$$E[B_k(f)] \leq (1 - \lambda_k(f)) \sigma^2; \quad k = 0, 1, \dots, K - 1 \quad (3.5)$$

其中 σ^2 是处理方差，它依据时间序列 $x(t)$ 定义如下

$$\sigma^2 = \frac{1}{N} \sum_{t=0}^{N-1} |x(t)|^2 \quad (3.6)$$

为了使用公式(3.4)计算自适应权值 $d_k(f)$ ，我们需要知道真实的功率谱 $S(f)$ 。显然，如果知道 $S(f)$ ，那么之前就不需要进行任何谱估计。然而，公式(3.4)对建立计算自适应谱估计函数的迭代过程是有用的，如下式所示，

$$\hat{S}(f) = \frac{\sum_{k=0}^{K-1} |d_k(f)|^2 \hat{S}_k(f)}{\sum_{k=0}^{K-1} |d_k(f)|^2} \quad (3.7)$$

其中

$$\hat{S}_k(f) = |X_k(f)|^2; \quad k = 0, 1, \dots, K-1 \quad (3.8)$$

注意, 如果对所有参数 k , 我们都设定 $|d_k(f)|^2 = \lambda_k(f)$, 那么公式(3.7)的估计函数将简化为公式(3.3)的形式。

下面, 在式(3.4)中, 假定 $S(f)$ 等于谱估计函数 $\hat{S}(f)$, 然后将新等式代入式(3.7)中, 经简化, 我们可得到:

$$\sum_{k=0}^{K-1} \frac{\lambda_k(f)(\hat{S}(f) - \hat{S}_k(f))}{(\lambda_k(f) \hat{S}(f) + \hat{B}_k(f))^2} = 0 \quad (3.9)$$

其中 $\hat{B}_k(f)$ 是期望值 $E[B_k(f)]$ 的估计值。使用式(3.5)的上界, 我们可得,

$$\hat{B}_k(f) = (1 - \lambda_k(f))\sigma^2; \quad k = 0, 1, \dots, K-1 \quad (3.10)$$

我们现在需要利用下述递归式来求解式(3.9)的零和条件,

$$\begin{aligned} \hat{S}^{j+1}(f) = & \left[\sum_{k=0}^{K-1} \frac{\lambda_k(f) \hat{S}_k^{(j)}(f)}{(\lambda_k(f) \hat{S}^{(j)}(f) + \hat{B}_k(f))^2} \right] \\ & \times \left[\sum_{k=0}^{K-1} \frac{\lambda_k(f)}{(\lambda_k(f) \hat{S}^{(j)}(f) + \hat{B}_k(f))^2} \right]^{-1} \end{aligned} \quad (3.11)$$

其中, j 表示迭代步数, 即 $j=0, 1, 2, \dots$ 。为初始化式递归式(3.11), 我们设 $\hat{S}^j(0)$ 等于两个最低阶特征谱的平均值。递归式的收敛速度通常很快, 在 5~20 次迭代后, 连续谱估计的差异小于 5%^[105]。将式(3.11)所得结果代入式(3.4)中, 可获得期望权值 $d_k(f)$ 。

自适应谱估计程序的一个有用的副产品是估计的稳定性指标，由下式定义，

$$\nu(f) = 2 \sum_{k=0}^{K-1} |d_k(f)|^2 \quad (3.12)$$

它是估计函数 $\hat{S}(f)$ 的近似 DoF，表示成频率 f 的函数。用 $\bar{\nu}$ 表示 $\nu(f)$ 在频率 f 上的平均值，如果 $\bar{\nu}$ 远小于 $2K$ ，那么结果表明或是带宽 $2W$ 太小、或是应该将时间序列 $x(t)$ 额外预白噪声化。

对射频数据来说，预白噪声化的重要性再怎样强调都不为过。事实上，在数据处理之前，预白噪声化可以通过过滤数据来降低频谱的动态范围。经过滤后剩余的频谱几乎是平坦的或“白色的”。特别地，较强频率分量的泄漏减少了，因此能够更好地解决较弱频率分量的精细结构问题^[105]。

(i) 基于公式(3.3)的功率谱估计是不连贯的，因为第 k 个特征谱 $|X_k(f)|^2$ 忽略了指数字 k 对应的所有值的相位信息。

(ii) 对于计算多窗口谱估计函数式(3.3)所需要的参数，推荐值(在每个数据段内)如下：

- 参数 $C_o=4$ ，可以扩展至 10；
- Slepian 窗口数： $K=10$ ，可以扩展至 16。

当射频数据动态范围非常大时更加需要这些值。

(iii) 当窗口的数量增加到极限值 $2NW$ 时，应使用自适应多窗口谱估计函数。

3.1.3 空时处理

正如上节已经讨论过的，将 MTM 理论化以提供一种可靠而准确的方法来估计射频激励的功率谱，将其表示为频率的函数。因此，在 MTM 中，我们有用来发现频谱空洞和估计其平均功率的理想方法。然而，在

分析认知无线电接收机本地邻域的无线场景时，我们还需要有方向感，这样，认知无线电用户就能听到来自未知方向的干扰信号。这里强调的是空时处理的必要性。为此，我们需要引入一组传感器来正确地“嗅探”不同方向的射频环境。

为详细说明这个问题，我们考虑 M 根天线组成的天线阵列，用于感知周围环境。对于第 k 个 Slepian 窗口， $X_k^{(m)}(f)$ 表示第 m 个传感器根据式(3.1)计算出来的输入信号 $x(t)$ 的复值傅里叶变换， $m=0, 1, \dots, M-1$ 。 $k=0, 1, \dots, K-1$ 。然后，我们可以构造 $M \times K$ 阶空时复值矩阵。

$$\mathbf{A}(f) = \begin{bmatrix} a_0^{(0)} X_0^{(0)} & a_1^{(0)} X_1^{(0)} & \cdots & a_{K-1}^{(0)} X_{K-1}^{(0)} \\ a_0^{(1)} X_0^{(1)} & a_1^{(1)} X_1^{(1)} & \cdots & a_{K-1}^{(1)} X_{K-1}^{(1)} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ a_0^{(M-1)} X_0^{(M-1)} & a_1^{(M-1)} X_1^{(M-1)} & \cdots & a_{K-1}^{(M-1)} X_{K-1}^{(M-1)} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

矩阵的每一行都是由天线阵列中不同网格点上感知到的射频激励产生的，每一列都是用不同的 Slepian 窗口计算得到的，而 $a_k^{(m)}$ 表示网格点不同区域的相关系数。

为进一步分析，我们做出两个必要的假设：

1. Slepian 窗口数量 K 大于传感器数量 M ，这个要求是为了避免对射频环境的“空间欠采样”。

2. 除了同步采样之外， M 个传感器彼此独立运行。第二项要求是为了确保矩阵 $\mathbf{A}(f)$ 的秩(即线性无关的行数)等于 M 。

在物理术语中，矩阵 $\mathbf{A}(f)$ 中的每一项都是由两个因素共同作用而产生的，一个是传感器前端的附加环境噪声，另一个是输入的射频激励。就频谱感知而言，我们主要关心的是射频激励。在这种情况下，奇异值分解(SVD)就成为去噪声的有效工具。

SVD 是对主要成分分析或特征值分解的概括。特征值分解仅涉及单

一的正交矩阵，而 SVD 则包含一对正交矩阵，可以将其表示为 $M \times M$ 阶矩阵 \mathbf{U} 和 $K \times K$ 阶矩阵 \mathbf{V} 。因此，我们将 SVD 应用于空时矩阵 $\mathbf{A}(f)$ 中，可以把结果分解如下[106]：

$$\mathbf{U}^\dagger \mathbf{A}(f) \mathbf{V}(f) = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Sigma}(f) \\ \dots\dots\dots \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \tag{3.14}$$

上标 \dagger 代表 Hermitian 变换， $\boldsymbol{\Sigma}(f)$ 是一个 $M \times M$ 阶对角矩阵，它的第 k 个元素表示为 $\sigma_k(f)$ 。图 3-1 详细描述了分解的过程，为简化描述，图中忽略了对频率 f 的依赖。

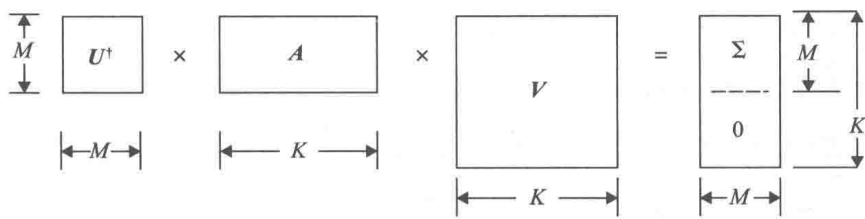


图 3-1 式(3.13)中矩阵 \mathbf{A} 的奇异值分解过程(来源：Haykin (2009)^[48]。经 IEEE 许可复制)

因此，由式(3.13)空时矩阵 $\mathbf{A}(f)$ 所描述的系统可以称为 MTM-SVD 处理器，它包含 K 个 Slepian 窗口、 M 个传感器以及式(3.14)的矩阵分解。注意，空时矩阵 $\mathbf{A}(f)$ 是随频率的变化而变化的，在这种情况下，同样对于酉矩阵 $\mathbf{U}(f)$ 和 $\mathbf{V}(f)$ ，MTM-SVD 处理器实际上是在执行张量分析。

为了理解 MTM-SVD 处理器中所实现的底层信号处理过程，我们首先要提醒自己，对于所有 f ，矩阵 \mathbf{U} 和 \mathbf{V} 都是正交的，如下式所示，

$$\mathbf{U}(f) \mathbf{U}^\dagger(f) = \mathbf{I}_M$$

和

$$\mathbf{V}(f) \mathbf{V}^\dagger(f) = \mathbf{I}_K$$

其中, \mathbf{I}_K 和 \mathbf{I}_M 分别是 $K \times K$ 阶单位矩阵和 $M \times M$ 阶单位矩阵。利用式(3.14)这一对应关系, 我们将矩阵 $\mathbf{A}(f)$ 进行如下分解(经过一些简单的操作):

$$\mathbf{A}(f) = \sum_{m=0}^{M-1} \sigma_m \mathbf{u}_m \mathbf{v}_m^\dagger \quad (3.15)$$

$\sigma_m(f)$ 称为矩阵 $\mathbf{A}(f)$ 的第 m 个奇异值, $\mathbf{u}_m(f)$ 称为左奇异向量, $\mathbf{v}_m(f)$ 称为右奇异向量。与主要成分分析类似, 式(3.15)的分解可以看作是由输入射频激励产生的主调制产物之一^[30,107]。根据该分解, 奇异值 $\sigma_m(f)$ 标称了 MTM-SVD 处理器计算的第 m 个主要调制值。

在式(3.14)中构成对角矩阵 $\boldsymbol{\Sigma}(f)$ 的 M 个奇异值都是实数。也就是说, 高阶奇异值 $\sigma_M(f), \dots, \sigma_{K-1}(f)$ 均为零, 在式(3.14)中它们组成了零矩阵。

利用式(3.15)构建矩阵乘积 $\mathbf{A}(f)\mathbf{A}^\dagger(f)$, 考虑到单位矩阵 $\mathbf{V}(f)$ 的正交属性, 我们可以得到如下特征值分解:

$$\mathbf{A}(f)\mathbf{A}^\dagger(f) = \sum_{m=0}^{M-1} \sigma_m^2(f) \mathbf{u}_m(f) \mathbf{u}_m^\dagger(f)$$

$\sigma_m^2(f)$ 为特征值分解中的第 m 个特征值。同样地, 构建另外一个矩阵乘积 $\mathbf{A}^\dagger(f)\mathbf{A}(f)$, 并利用单位矩阵 $\mathbf{U}(f)$ 的正交特性, 我们可以得到另外一个特征值分解:

$$\mathbf{A}^\dagger(f)\mathbf{A}(f) = \sum_{k=0}^{M-1} \sigma_k^2(f) \mathbf{v}_k(f) \mathbf{v}_k^\dagger(f)$$

当 $k=M, \dots, K-1$ 时, 特征值全部为零。

回顾之前, 我们用系数 m 表示传感器, 用系数 k 表示 Slepian 窗口, 现在可以对 MTM-SVD 处理器执行的多个操作得出三个结论:

1. 第 m 个特征值 $\sigma_m^2(f)$ 定义如下:

$$\sigma_m^2(f) = \sum_{k=0}^{K-1} |a_k^{(m)}(f)|^2 |X_k^{(m)}(f)|^2$$

设 $|a_k^{(m)}(f)|^2 = \lambda_k^{(m)}(f)$ ，且将 $\sigma_m^2(f)$ 除以 $\sum_{k=0}^{K-1} \lambda_k^{(m)}(f)$ ，可得

$$\hat{S}^{(m)}(f) = \frac{\sum_{k=0}^{K-1} \lambda_k^{(m)}(f) |X_k^{(m)}(f)|^2}{\sum_{k=0}^{K-1} \lambda_k^{(m)}(f)} \quad (3.16)$$

$$m = 0, 1, \dots, M-1$$

这是专门为传感器 m 改写了公式(3.3)，我们可以得到如下结论：

除比例因子 $\sum_{k=0}^{K-1} \lambda_k^{(m)}(f)$ 外，特征值 $\sigma_m^2(f)$ 给出了第 m 个传感器接收

到的干扰信号的期望多窗口谱估计值。

2. 系数 m 代表第 m 个传感器，我们可以得到第二个结论：

左奇异向量 $\mathbf{u}_m(f)$ 定义了 在频点 f 上第 m 个传感器获取的干扰信号的方向。

3. 系数 k 代表第 k 个 Slepian 窗口。此外，对于 $k=0, 1, \dots, M-1$ ，有 $\sigma_k^2(f) = \sigma_m^2(f)$ ，我们可以得到第三个也就是最后一个结论：

右奇异向量 $\mathbf{v}_m(f)$ 定义了第 m 个干扰源波形的多窗口系数。

最重要的是，我们对每一个传感器接收到的附加环境噪声或输入射频干扰不进行统计假设，我们可以继续说明非参数的 MTM-SVD 处理器确实是鲁棒的。

上述 MTM-SVD 处理器的先进的信号处理能力是以增加计算复杂度为代价来实现的。具体来说，对于 N 个数据点和信号带宽 $2W$ ，将需要考虑谱分辨率为 $2W/N$ 的 N 个不同频点。因此，MTM-SVD 处理器必须

在矩阵 $\mathbf{A}(f)$ 上执行共计 N 个 SVD。然而，请注意，波数谱（即干扰源的空间分布的规模）是由传感器的数量 M 决定的，它比数据点的个数 N 小得多。最重要的是，波数是并行计算的。因为计算是在每个频点 f 上进行的，所以 M 个传感器中的任何一个都看到了干扰源在其传播方向上的完整的频谱轨迹，轨迹由谱分辨率为 $2W/N$ 的 N 个频点构成。

总而言之，MTM-SVD 处理器具有在频率域和空间域上感知周围射频环境的能力，其分辨率分别由数据点的数量和部署的传感器数量决定。

3.1.4 时频分析

MTM-SVD 处理器的信号处理能力依赖于感知的两个维度：

- 频率，它对于在频率轴上发现频谱空洞的位置是必要的。
- 空间，它提供了估计射频环境中波数谱的方法。

然而，为了让认知无线电设备能够充分地感知其周围的环境，时间作为感知的第三个维度同样重要。例如，认知无线电接收机需要引入时间维度来感知主用户所使用的调制类型，以便在需要时能够使次用户与主用户和谐共存，这就需要 TFA。

非平稳信号的统计分析理论有着相当复杂的历史。尽管二阶理论在 1946 年就已经由 Loève 提出^[108]，但它并没有像 Wiener 和 Kolmogorov 更早一些提出的平稳过程理论一样，得到那么广泛地应用。至少有四个明显的原因导致了对 Loève 理论的忽视，现总结如下^[109]：

(i) Loève 理论是概率性的，而不是统计性的，并且直至过了一段时间，似乎才成功地尝试找到了这个理论的统计学版本。

(ii) 19 世纪 40 年代，大多数工程师和物理学家在信号和随机过程方面的数学训练是很少的。回想当时，即便是 Wiener 的广受欢迎的书也因为封面颜色而被称作“黄祸”，这就可想而知一般非平稳理论的境遇了。

(iii) 即便该理论在当时被普遍理解，并且有良好的统计估计程序，

但计算负担仍旧是难以承受的。这是 Blackman-Tukey 提出平稳谱估计理论的时代，并不是因为这个估计理论有多伟大，主要是因为它在数学上很容易理解，并且在 FFT 算法(再)发明之前其计算效率要比其他形式的估计理论高。

(iv) 最后，不可否认，Loève 的非平稳过程理论比平稳过程理论更难掌握。

在任何情况下，面对无线信道中众所周知的不可靠的特性，我们必须找到某种方法来解释信道输出信号的非平稳行为。因此，接收机接收到的信号需要时间(隐式或显式地)来描述。我们都知道在频域中描述信号是理想的，我们还可以通过引入信号的时频描述来包含时间因素的影响。在过去的三十年里，发表了许多关于各种时频分布估计的论文，例如，Cohen 的书^[110]和其中的参考文献。在大多数文献中，信号被认为是确定性的。此外，许多文献提出的估计函数都有匹配时间和频率边界密度条件的约束。对于连续时间信号 $x(t)$ ，需要时间边界满足如下条件：

$$\int_{-\infty}^{\infty} D(t, f) df = |x(t)|^2 \quad (3.17)$$

其中 $D(t, f)$ 是信号的时频分布。同样的，如果 $X(f)$ 是 $x(t)$ 的傅里叶变换，那么频率边界必须满足第二个条件：

$$\int_{-\infty}^{\infty} D(t, f) dt = |X(f)|^2 \quad (3.18)$$

因为在相隔较短距离的传感器上收集到的波形之间存在较大的差异，所以时间边界需求是一个相当奇怪的假设。更糟糕的是，除了因子 $1/N$ 外，频率边界仅是信号的周期图。我们已经知道，在进行第一个周期图计算之前^[111]，周期图有严重的偏差和不一致性。不一致估计指估计的方差不随样本量的减少而降低。Rayleigh 没有使用“不一致”这个词，因为这个词并

不被认为是统计学术语,直到近30年后,Fisher才在其著名论文中引入这个词。因此,重点是我们也如一般文献所做的那样不考虑匹配边界分布。

非平稳性是在实践中遇到的大多数(即便不是全部)随机过程所固有的特性。然而,尽管它具有非常普遍的性质和实际意义,但如何以一种数学上令人满意的方式来描述非平稳过程的特性在文献中没有引起足够的注意。

为此,考虑一个复杂的连续随机过程,其样本函数由 $x(t)$ 表示, t 表示连续时间。假设这个过程是一致的^[108],这样就允许使用 Cramér 表达式表示

$$x(t) = \int_{-1/2}^{1/2} \exp(j2\pi\nu t) dZ_x(\nu) \quad (3.19)$$

其中 $dZ_x(\nu)$ 是一个关于 $x(t)$ 的正交增量过程,虚变量 ν 与频率具有相同的维度。为表达方便起见,将 $x(t)$ 的带宽归一化;因此,如式(3.19)所示,对 ν 在区间 $[-1/2, +1/2]$ 上进行积分。与之前一样,假设处理器具备零值平均,即对所有的时间参数 t , $E[x(t)] = 0$ 。相应地,对所有 ν ,有 $E[Z_x(\nu)] = 0$ (公式(3.19)也是构造 MTM 的起始点)。

为引入我们感兴趣的统计参数作铺垫,定义协方差函数

$$\begin{aligned} \Gamma_L(t_1, t_2) &= E\{x(t_1)x^*(t_2)\} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \exp(j2\pi(t_1 f_1 - t_2 f_2)) \gamma_L(f_1, f_2) df_1 df_2 \end{aligned} \quad (3.20)$$

第一行中,星号表示复共轭。后面,在式(3.20)第二行的被积函数中,广义的双频率谱 $\gamma_L(f_1, f_2)$ 称为 Loève 频谱。用 $X(f)$ 表示 $x(t)$ 的傅里叶变换,则 Loève 频谱正式定义如下:

$$\gamma_L(f_1, f_2) df_1 df_2 = E[dZ_x(f_1) dZ_x^*(f_2)] \quad (3.21)$$

和以前一样, $dZ_x(f)$ 是与 $x(t)$ 相关的正交增量。应注意区分 Loève 频谱 $\gamma_L(f_1, f_2)$ 和双频谱 $B(f_1, f_2)$ 。它们都是两个频率的函数,但 Loève 频

谱 $\gamma_L(f_1, f_2)$ 描述的是可能的非平稳过程的二阶矩。与此相反，双频谱描述的是平稳过程的三阶矩，并有一个隐式的第三频率 $f_3 = f_1 + f_2$ 。等式(3.21)通过描述非平稳过程在两个不同频率 f_1 和 f_2 上的频谱成分 $X(f_1)$ 和 $X(f_2)$ 之间的相关性，强调了非平稳过程的根本特征。

如果这个过程是平稳的，那么根据定义，协方差 $\Gamma_L(t_1, t_2)$ 只取决于时间差 $t_1 - t_2$ ，并且 Loève 频谱变为 $\delta(f_1 - f_2)S(f_1)$ ， $\delta(f)$ 是频域上的 Dirac δ 函数， $S(f)$ 是平均功率谱。相同的，对于白色非平稳过程，协方差函数变为 $\delta(t_1 - t_2)P(t_1)$ ， $\delta(t)$ 为时域的 Dirac δ 函数， $P(t)$ 是该过程在时间 t 上的期望(平均)功率。因此，在简单情况下，频谱和协方差函数都包含 δ 函数的不连续性，所以它们都不是“平滑的”。因此，该过程的连续性取决于函数在 (f_1, f_2) 或 (t_1, t_2) 坐标系上的方向。将式(3.20)协方差函数和式(3.21)Loève 频谱的时间和频率坐标分别旋转 45° ，连续性的问题将更容易解决。在时域上，设“中心”为 t_0 ，延迟为 τ ，可以定义新的坐标如下：

$$\begin{aligned} t_1 + t_2 &= 2t_0 \\ t_1 - t_2 &= \tau \end{aligned} \quad (3.22)$$

相应地，可以得出

$$\begin{aligned} t_1 &= t_0 + \tau/2 \\ t_2 &= t_0 - \tau/2 \end{aligned} \quad (3.23)$$

这样，在旋转坐标系下将新的协方差函数表示为 $\Gamma(\tau, t_0)$ ，可以继续写出

$$\Gamma_L(t_1, t_2) = \Gamma(\tau, t_0) \quad (3.24)$$

同样地，可以定义新的频率坐标， f 和 g ，

$$f_1 + f_2 = 2f$$

$$f_1 - f_2 = g \quad (3.25)$$

相应地,

$$\begin{aligned} f_1 &= f + g/2 \\ f_2 &= f - g/2 \end{aligned} \quad (3.26)$$

因此, 旋转双频频谱定义为

$$\gamma(f, g) = \gamma_L(f + g/2, f - g/2) \quad (3.27)$$

将式(3.26)代入式(3.20), 可见 $(t_1 f_1 - t_2 f_2)$ 在指数傅里叶变换下变为 $t_0 g + \tau f$; 因此, 我们有

$$\Gamma(\tau, t_0) = \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \exp(j2\pi(\tau f + t_0 g)) \right\} \gamma(f, g) df dg \quad (3.28)$$

鉴于时间和频率之间逆相关(傅里叶变换的固有属性)的对偶原理, 频率 f 与时间差 τ 相关。相应地, f 对应于平稳过程的一般频率。因此, 我们可以把 f 称为“平稳”频率。同样, 频率 g 与平均时间 t_0 相关。因此, 它描述了频谱在较长时间跨度内的行为, 我们将 g 称为“非平稳”频率。

下面考虑广义谱密度 γ 的连续性, 将其重新表示为 f 和 g 的函数。在 $g=0$ 上, 广义谱密度 γ 仅仅是一般频谱, 具有通常适用于平稳谱的连续性(或非连续性)条件。但是, 即便没有其他原因, 几乎所有数据都包含一些平稳的加性噪声。作为 g 的函数, 我们将发现 γ 在 $g=0$ 处具备 δ 函数的不连续性。因此, 在 (f, g) 坐标系或等价的 (f_1, f_2) 坐标系中, 滤波器不应该是各向同性的, 而是在非平稳频率坐标轴 g 上的分辨率应该比在平稳频率坐标轴 f 上更高。

以稍微不那么武断的方式处理 g 坐标, 对 $\gamma(f, g)$ 关于非平稳频率 g 进行傅里叶反变换, 从而可得^[112]

$$D(t_0, f) = \int_{-\infty}^{\infty} \exp(j2\pi t_0 g) \gamma(f, g) dg \quad (3.29)$$

作为该过程的动态谱，不要将式(3.29)中的 $D(t_0, f)$ 与式(3.17)和式(3.18)的时频分布相混淆。建立式(3.29)的动机是将 $g=0$ 周围可能出现的非常快速的变化转化为一个关于 t_0 的缓慢变化的函数，同时，保持对 f 的一般依赖。在傅里叶变换理论中，我们知道频域的 Dirac δ 函数在时域内会转换为一个常数。因此，在一个平稳的过程中， $D(t_0, f)$ 不依赖于 t_0 ，假定它的简单形式为 $S(f)$ 。因此，可以调用傅里叶变换来重新定义动态谱

$$D(t_0, f) = \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-j2\pi \tau f) \mathbf{E} \left\{ x \left(t_0 + \frac{\tau}{2} \right) x^* \left(t_0 - \frac{\tau}{2} \right) \right\} d\tau \quad (3.30)$$

其中，对于给定的时间 t_0 和频率 f ，期望或总体平均值随 $x(t)$ 变化。

从工程学角度来看，通常我们喜欢估算产生非平稳过程的潜在物理机制的二阶统计量。此外，还需要使用 MTM 来计算估计值。考虑到这一双重目标，让 $X_k(f_1)$ 和 $X_k(f_2)$ 表示样本函数 $x(t)$ 的多窗口傅里叶变换。这两个估计值是基于第 k 个 Slepian 窗口得到的，并根据式(3.1)分别定义在 f_1 和 f_2 两个不同频率下。评估一个过程在 f_1 和 f_2 上的谱相关性，传统的方法是考虑 $X_k(f_1)X_k^*(f_2)$ 这个乘积，与往常一样， $X_k^*(f_2)$ 中的星号表示复共轭。不幸的是，我们常常发现，这种方法在获得一个过程的潜在的二阶统计特性方面是不充分的，尤其在认知无线电应用中对很多通信信号都感兴趣的情况下。对于大多数复值信号，期望值 $\mathbf{E}[x(t_1)x(t_2)]$ 为零，因此 $\mathbf{E}[X(f_1)X(f_2)]$ 也为零。然而，对于通信信号，这个期望值通常不为零，例如 ATSC-DTV 信号、二进制移相键控(BPSK)、最小频移键控(MSK)、偏移正交相移键控(OQPSK)、正交频分复用

(OFDM), 以及用于全球移动通信系统(GSM)的高斯最小频移键控(GM-SK)。为了完成对一个过程的二阶统计特性分析, 我们需要考虑 $X_k(f_1)X_k(f_2)$ 这个乘积, 它不涉及复共轭。然而, 在关于随机过程的文献中, 通常不会命名涉及乘积(例如 $X_k(f_1)X_k(f_2)$)的统计参数, 因此这类统计参数很难被使用。当使用它们时, 不但采用了不同的术语, 而且一些术语也具有误导性。

在文献中, 定义复值随机过程二阶矩的术语就容易混淆:

- Thomson^[101]和 Picinbono^[113]使用术语“前向”和“反向”来区分不同的二阶矩。例如, 用该术语分别定义二阶矩 $E[X_k(f_1)X_k^*(f_2)]$ 和 $E[X_k(f_1)X_k(f_2)]$ 。
- 在文献[114]中, Moores 将谱分析应用于物理海洋学数据分析, 在这一背景下, 为一对复值时间序列 $x_j(t)$ 和 $x_k(t)$ 引入了两类互相关函数:
 1. 通过 τ 的期望 $E\{x_j^*(t)x_k(t+\tau)\}$ 来定义内部互相关函数, 星号表示复共轭。这个二阶矩之所以这样定义是因为它类似于内积。
 2. 通过期望 $E\{x_j(t)x_k(t+\tau)\}$ 来定义外部互相关函数, 其中没有复共轭。这个二阶矩之所以这样定义是因为它类似于外积。
- 在研究通信信号的循环平稳特性时, 谱相关性和共轭谱相关性分别是指期望 $E[X_k(f_1)X_k^*(f_2)]$ 和 $E[X_k(f_1)X_k(f_2)]$ 。这个术语具有误导性: 如果 $E[X_k(f_1)X_k^*(f_2)]$ 代表谱相关性, 那么共轭频谱相关表达式应为 $E[X_k^*(f_1)X_k(f_2)]$, 但这并不是我们想要表达的 $E[X_k(f_1)X_k(f_2)]$ 。

在此, 我们采用 Moores 所使用的术语。

为纠正过去的错误, 在这里我们使用 1973 年由 Moores^[114] 和 Middleton^[115] 发表的论文中首次描述的术语, 并使用下标 inner 和 outer 来区分基于乘积 $X_k(f_1)X_k^*(f_2)$ 和 $X_k(f_1)X_k(f_2)$ 的谱相关性。此后, 这

样定义的谱相关性估计，分别称为第一类和第二类估计，其他相关事项也如此。

术语确定后，以在两个不同频率 f_1 和 f_2 上的非平稳过程的复解调为例，引入 Slepian 序列固有的正交特性，可以正式地将 Loève 频谱的第一类估计函数定义如下：

$$\hat{\gamma}_{L,\text{inner}}(f_1, f_2) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} X_k(f_1) X_k^*(f_2) \quad (3.31)$$

其中，与上文一致， K 代表 Slepian 窗口的总数。相应地，Loève 频谱的第二类估计函数定义如下：

$$\hat{\gamma}_{L,\text{outer}}(f_1, f_2) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} X_k(f_1) X_k(f_2) \quad (3.32)$$

因此，给定具有复解调 $X_k(f_1)$ 和 $X_k(f_2)$ 的随机过程，第一类和第二类 Loève 谱相关函数分别定义如下：

$$C_{\text{inner}}(f_1, f_2) = \frac{\hat{\gamma}_{L,\text{inner}}(f_1, f_2)}{(\hat{S}(f_1) \hat{S}(f_2))^{1/2}} \quad (3.33)$$

和

$$C_{\text{outer}}(f_1, f_2) = \frac{\hat{\gamma}_{L,\text{outer}}(f_1, f_2)}{(\hat{S}(f_1) \hat{S}(f_2))^{1/2}} \quad (3.34)$$

对于所有 k 和 f ，特征值 $\lambda_k(f)$ 均为实值，所以式(3.3)中多窗口谱估函数 $\hat{S}(f)$ 应当是实值。一般来说，Loève 谱相关函数 $C_{\text{inner}}(f_1, f_2)$ 和 $C_{\text{outer}}(f_1, f_2)$ 都为复值，这意味着它们各自都有自己的幅度和相应的相位。两种谱相关函数的幅度在坐标旋转下是不变的，相当于将 $x(t)$ 乘以 $\exp(j\theta)$ ，常数 θ 是旋转的角度。另一方面，内部和外部谱相关函数的相位随不同的坐标

系改变。在实践中,我们发现一个叫作双频幅度平方相关(TF-MSD)的量,它比谱相关本身更有用。对应式(3.33)和式(3.34)的两种谱相关函数,我们考虑两个 TF-MSD,分别是 $|C_{\text{inner}}(f_1, f_2)|^2$ 和 $|C_{\text{outer}}(f_1, f_2)|^2$ 。

$$W(t_0, f) = \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-j2\pi\tau f) x\left(t_0 + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t_0 - \frac{\tau}{2}\right) d\tau \quad (3.35)$$

根据式(3.30),我们可以发现式(3.35)是原始样本函数 $x(t)$ 的 Wigner-Ville 分布公式。换句话说,我们看到的旋转的 Loève 频谱是 Wigner-Ville 分布的期望值^[109,112]。从另一个角度来看, Wigner-Ville 分布是对非平稳信号 $x(t)$ 的动态频谱的瞬时估计,因此在信号分类中比 $D(t_0, f)$ 更容易计算。

使用式(3.35)时需要注意:在使用有限样本的情况下, Wigner-Ville 分布的简单实现可能会导致偏差和抽样特性,这比周期图更糟糕。在文献[116]中作者提出了 Wigner-Ville 分布的改进版本。

动态频谱还体现出另一种特殊性质,即样本函数 $x(t)$ 的循环功率谱,也就是周期性。令 T_0 代表 $x(t)$ 的周期,用 $T_0 + t$ 代替式(3.30)中的时间 t_0 ,可以将 $x(t)$ 的时变功率谱表示如下:

$$\begin{aligned} S_x(t, f) &= \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-j2\pi\tau f) \mathbf{E} \left\{ x\left(t + T_0 + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t + T_0 - \frac{\tau}{2}\right) \right\} d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-j2\pi\tau f) R_x\left(t + T_0 + \frac{\tau}{2}, t + T_0 - \frac{\tau}{2}\right) d\tau \end{aligned} \quad (3.36)$$

其中

$$R_x\left(t + T_0 + \frac{\tau}{2}, t + T_0 - \frac{\tau}{2}\right) = \mathbf{E} \left[x\left(t + T_0 + \frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t + T_0 - \frac{\tau}{2}\right) \right] \quad (3.37)$$

式(3.37)是信号 $x(t)$ 的时变自相关函数。如果自相关序列本身具有以 T_0

为周期的周期性，那么由 $x(t)$ 表示的随机过程在二阶意义上是循环平稳的。如下式所示，

$$R_x\left(t+T_0+\frac{\tau}{2}, t+T_0-\frac{\tau}{2}\right)=R_x\left(t+\frac{\tau}{2}, t-\frac{\tau}{2}\right) \quad (3.38)$$

在这个条件下，式(3.36)可以简化成

$$S_x(t, f)=\int_{-\infty}^{\infty} \exp (-j 2 \pi \tau f) R_x\left(t+\frac{\tau}{2}, t-\frac{\tau}{2}\right) d \tau \quad (3.39)$$

正如我们所期望的那样，它与周期 T_0 无关。可以认为等式(3.39)是对随机过程 Wiener-Khinchin 关系的循环平稳扩展。

为了更加完整，对于一个在二阶意义上循环平稳的随机过程，它的均值也必须是周期的，且具有相同周期 T_0 。当我们对于所有时间 t 所研究的随机过程的均值均为 0 时，该条件立即得到满足。

在下一节讨论非平稳过程的循环平稳特征之前，我们发现使用 MTM 来计算 Loève 谱相关函数时使用图表工具是很有指导意义的。要做到这一点，我们先看一下定义式(3.1)、式(3.31)和式(3.32)，其中式(3.1)中的 t 表示离散时间，在这三个等式中 f 都表示连续频率。令 $x(t)$ 表示长度为 N 的时间序列。然后，深入研究式(3.1)、式(3.31)和式(3.32)得到了图 3-2a 这个基本工具。特别是，根据式(3.1)，在图的上、下路径上标记为“多窗口法”的功能模块分别产生傅立叶变换 $X_k(f_1)$ 和 $X_k(f_2)$ 。“基本”这个名称是为了强调该工具对两种类型的 Loève 谱相关均适用，至于得出哪一类估计值取决于如何在 K 个 Slepian 窗口集合上计算傅里叶变换 $X_T(f_1)$ 和 $X_T(f_2)$ 的互相关函数。具体来说，我们得到如下总体结论：

- 对于第一类互相关，该工具计算出式(3.31)的估计值 $\hat{\gamma}_{\text{inner}}(f_1, f_2)$ ；
- 对于第二类互相关，该工具计算出式(3.32)的估计值 $\hat{\gamma}_{\text{outer}}(f_1, f_2)$ 。

图 3-2b 适用于在傅里叶框架下进行频谱相关性研究，在下一节中详细讨论。

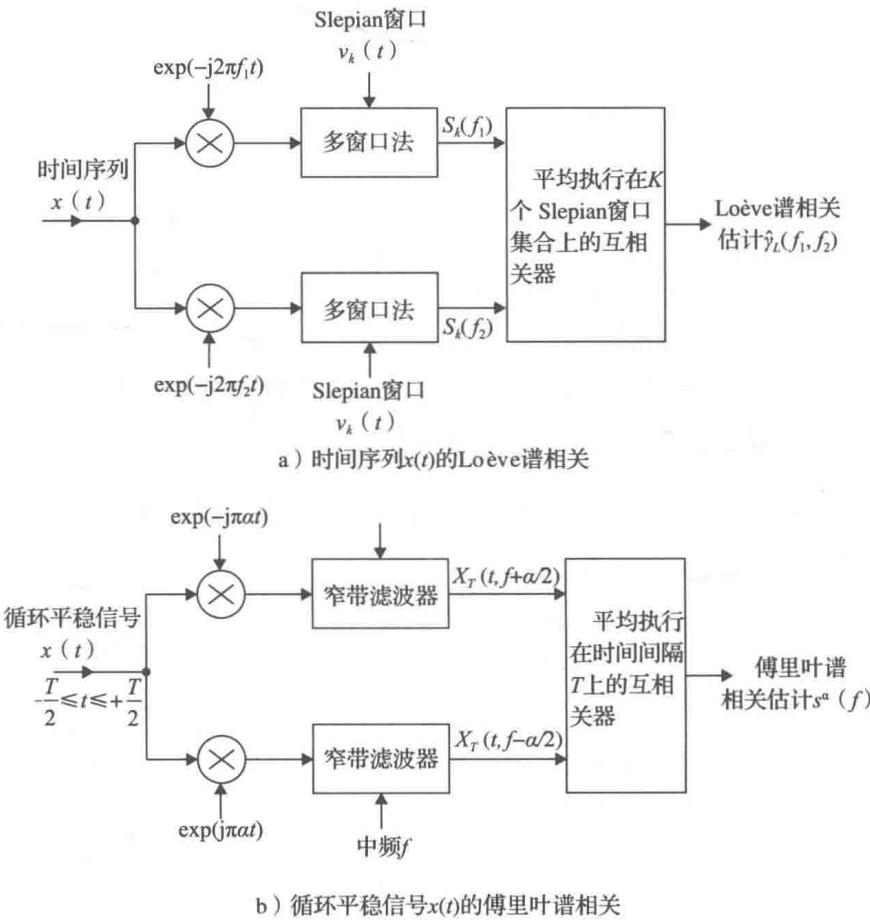


图 3-2 在循环平稳性问题上 Loève 和傅里叶理论之间的一一对应关系(来源: Haykin(2009)^[48]。经 IEEE 许可复制)

3.1.5 循环平稳性：傅里叶观点

如果样本函数 $x(t)$ 的时变自相关函数 $R_x(t + \tau/2, t - \tau/2)$ 满足式(3.38)所述的周期性条件，就说 $x(t)$ 所代表的随机过程在二阶意义上是循环平稳的。而且，如果这个过程的平均值是非零的，那么它的时变性也必须遵循同一周期 T_0 。对目前的讨论而言，我们假设对于所有时间

t 该过程的均值都为零, 因此注意力就都集中在二阶统计上了。

一个循环平稳过程也可以用它的功率谱来描述, 它具有周期形式。由于我们的关注点聚焦于谱相关性, 现在我们继续用傅里叶理论来定义一个循环平稳过程的谱相关的内部和外部形式。

令 $x(t)$ 表示一个复值循环平稳过程的样本函数, 其周期为 T_0 。利用傅里叶级数, 我们可以用第一类循环功率谱来描述这个过程, 傅里叶展开式如下:

$$S_{\text{inner}}(t, f) = \sum_{\alpha} s_{\text{inner}}^{\alpha}(f) \exp(j2\pi\alpha t) \quad (3.40)$$

其中新参数 α 在傅里叶理论中代表频率的无限集, 即 n/T_0 , 其中 $n=0, 1, 2, \dots$ 。式(3.40)的功率谱是循环的, 因为它满足周期性条件:

$$S_{\text{inner}}(t + T_0, f) = S_{\text{inner}}(t, f)$$

对于不同的 α , 将式(3.40)中的傅里叶系数 $s_{\text{inner}}^{\alpha}(f)$ 定义如下:

$$s_{\text{inner}}^{\alpha}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta t} \int_{-\Delta t/2}^{\Delta t/2} \frac{1}{T} X_T(t, f + \alpha/2) X_T^*(t, f - \alpha/2) dt \quad (3.41)$$

式(3.41)中包含无限小的 Δt , 在极限情况下, Δt 趋近于零时, 可以实现循环平稳信号 $x(t)$ 时间连续的本质。用 $X_T(t, f)$ 表示 $x(t)$ 的时变傅里叶变换, 定义如下:

$$X_T(t, f) = \int_{t-T/2}^{t+T/2} x(\xi) \exp(-j2\pi f\xi) d\xi \quad (3.42)$$

最重要的是, $s_{\text{inner}}^{\alpha}(f)$ 是内积 $X_T(f + \alpha/2) X_T^*(f - \alpha/2)$ 的时间平均。因此, $s_{\text{inner}}^{\alpha}(f)$ 是循环平稳信号 $x(t)$ 关于 $f_1 = f + \alpha/2$ 和 $f_2 = f - \alpha/2$ 这两个频率的内部谱相关函数。

式(3.40)和式(3.41)仅是对复值循环平稳过程二阶统计特性的部分描述。为完善这个统计描述,需要引入第二类循环功率谱,如下:

$$S_{\text{outer}}(t, f) = \sum_{\alpha} s_{\text{outer}}^{\alpha}(f) \exp(j2\pi\alpha t) \quad (3.43)$$

$s_{\text{outer}}^{\alpha}(f)$ 是外积 $X_T(f+\alpha/2)X_T(f-\alpha/2)$ 的时间平均,它不涉及复共轭。

根据式(3.41)和式(3.43),现在我们可以定义循环平稳过程的两个傅里叶谱相关函数如下:

1. 第一类傅里叶谱相关函数:

$$C_{\text{inner}}^{\alpha}(f) = \frac{s_{\text{inner}}^{\alpha}(f)}{(s^0(f+\alpha/2)s^0(f-\alpha/2))^{1/2}} \quad (3.44)$$

2. 第二类傅里叶谱相关函数:

$$C_{\text{outer}}^{\alpha}(f) = \frac{s_{\text{outer}}^{\alpha}(f)}{(s^0(f+\alpha/2)s^0(f-\alpha/2))^{1/2}} \quad (3.45)$$

这两类谱相关函数有相同的分母,其中傅里叶系数 $s^0(f)$ 是 $\alpha=0$ 时 $s^{\alpha}(f)$ 的值。令 $s_{\text{inner}}^{\alpha}(f)$ 和 $s_{\text{outer}}^{\alpha}(f)$ 中 $\alpha=0$, 可得一般形式公式

$$s^0(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta t} \int_{-\Delta t/2}^{\Delta t/2} \frac{1}{T} |X_T(t, f)|^2 dt \quad (3.46)$$

正如 Loève 谱相关一样,通常两类傅里叶谱相关均为复值,并且它们具有自身的幅度和相应的相位。

使用式(3.44)和式(3.45)中的第一类和第二类傅里叶谱相关函数可能需要过多内存,因此在实际操作中需要很大的计算量。为了简化这一问题,经常使用循环频域配置(CFDP)版本的谱相关函数:

$$\text{CFDP}_{\text{inner}}(\alpha) = \max_f |C_{\text{inner}}^{\alpha}(f)| \quad (3.47)$$

对外部谱相关函数 $C_{\text{outer}}^{\alpha}(f)$ 也有相似的表达式。

依据式(3.41)中描述的 $s_{\text{inner}}^{\alpha}(f)$ 及其对应的 $s_{\text{outer}}^{\alpha}(f)$ ，图 3-2b 中的方框图给出了用于计算在频点 $f_1 = f + \alpha/2$ 和 $f_2 = f - \alpha/2$ 上内部和外部傅里叶谱相关函数的工具^[117]。循环平稳信号 $x(t)$ 途经两条平行的路径，这两条路径都使用相同的窄带滤波器。两个滤波器都具有中频频率 f 和带宽 Δf ， Δf 对 f 来说很小，但对时间 T 的倒数来说足够大，时间 T 超过输入信号 $x(t)$ 的总持续时间。无论如何，输入信号 $x(t)$ 的傅里叶变换是通过乘法因子 $\exp(\pm j\pi\alpha t)$ 实现的，在上面路径的滤波器中输出 $X_T(f + \alpha/2)$ ，在下面路径的滤波器中输出 $X_T(f - \alpha/2)$ 。整体输出或是 $S_{\text{inner}}^{\alpha}(f)$ ，或是 $S_{\text{outer}}^{\alpha}(f)$ ，取决于谱相关器如何处理这两个滤波器的输出。

关于循环平稳性及相关问题(如谱相关性)的许多文献，与多窗口谱分析方面的文献并不相同。然而，这两种对输入信号的循环平稳特性的表征方法是相互关联的。具体来说，分析图 3-2 中的 a 和 b 我们可以看到其中描述的两种基本工具在信号处理方面是相似的，因为它们表现出以下一一对应的关系：

1. 图 3-2a 中的乘法因子 $\exp(-j2\pi f_1 t)$ 和 $\exp(-j2\pi f_2 t)$ 与图 3-2b 中的乘法因子 $\exp(j\pi\alpha t)$ 和 $\exp(-j\pi\alpha t)$ 一样起到移频的作用。
2. 图 3-2a 中给定 Slepian 窗的 MTM 与图 3-2b 中给定中频 f 和参数 α 的窄带滤波器起到了相似的滤波作用。
3. 最后，图 3-2a 中，互相关器作用于 MTM 的输出 $X_k(f_1)$ 和 $X_k(f_2)$ ，用以产生 Loève 谱相关估计函数。而图 3-2b 中，互相关器作用于滤波器的输出 $X_T(f + \alpha/2)$ 和 $X_T(f - \alpha/2)$ ，用以产生关于 $f_1 = f + \alpha/2$ 和 $f_2 = f - \alpha/2$ 的傅里叶谱相关函数。

自然地，图 3-2a 和 b 在各自组成要素的实现上并不相同。

本节提出的循环平稳理论遵循了 Gardner 最初提出的框架^[117]。这个框架源于对传统平稳过程的傅里叶变换理论的重要修改：在循环平稳过

程的统计特征中引入参数 α (与频率有相同的维度)。相应地, 由这个公式计算的循环谱特征准确性取决于参数 α 在多大程度上与原始信号 $x(t)$ 的潜在统计周期性相匹配。

另一种关于循环平稳性的理论遵循了 Thomson 最初提出的框架^[112]。这种框架结合了以下两种方法:

- Loève 变换, 用以处理非平稳过程。
- MTM, 通过使用 Slepian 序列处理偏差方差困境。

对于非平稳过程 TFA 的这种双管齐下的严谨数学策略具有一种内在的适应能力, 它适用于研究信号的潜在统计周期性。换句话说, 它是非参数的, 因此是鲁棒的。

基于傅里叶变换的循环平稳理论也有其本身的自适应能力。在许多基于这种方法的频谱感知应用中, 式(3.44)和式(3.45)中的第一类和第二类傅里叶谱相关函数, 能够在我们关注的整个频谱范围内进行计算。因此, 可以准确地估计出实际的循环频率, 即信号的统计周期。基于傅里叶变换的循环平稳理论, 在频谱感知上的应用可以扩展到从全盲(不具备关于周期性的先验知识)到有高度针对性(可能有错误的已知周期性知识)的非常广泛的场景。

总结随机过程的 Loève 理论和傅里叶理论之间的基本相同点与不同点, 我们可以得到以下结论:

- 两种理论对输入信号都做了相似的处理。
- 傅里叶理论假设随机过程是循环平稳的。然而, Loève 理论则适用于任何非平稳过程, 无论这个过程是否是循环平稳的。

使用循环平稳性作为信号检测和分类的工具, 会带来许多现实问题让我们面临挑战:

1. 时钟的不准确性使通信系统具有时变特性。在现实中, 这意味着信号并不是循环平稳的, 但它可能只存在于一些有限的时间块上。然而,

当时变的时钟使相位随机化时, 长时间的平均将减弱谱相关特性^[118]。

2. 信道影响, 如多普勒频移和衰落, 减弱了信号相位变换(例如调制)的周期特性, 并且也会因此降低数据采集的实用程度^[119]。

3. 并不是所有的信号都可以通过二阶循环平稳性来归类。例如, 在循环谱中, 不同形式的脉冲幅度调制(PAM)之间的区别很模糊^[120]。可以利用高阶循环平稳性特征在一定程度上克服这种现象, 例如循环累积量。但是, 对高阶矩的估计需要大量的数据, 并且具有较高的复杂度^[121]。还请注意, 高阶矩对异常值(如脉冲噪声)非常敏感。

4. 对于一个给定的调制信号 $x(t)$, 在不同的 α 和 f 下, 计算定义为 $|C_x^{(\alpha)}(f)|$ 的三维表面是非常复杂的。然而, 在实际操作中, 如果对操作带宽进行假设, 则可能不需要计算整个表面, 从而减少了计算区域。此外, 还开发了一些简化计算的算法用于解决这一难题^[122]。

5. 如果环境中有许多信号, 那么有必要使用一些模式识别技术来发现和区分无数的特征, 从而确定形成这些特征的信号组合。

6. 最后一个问题与高度滤波的信号有关。随着脉冲整形越来越多地用于降低带宽, 许多类型调制的循环特征越来越弱, 这就需要收集更多的数据来降低循环平稳估计函数的方差, 从而揭示弱特征。

本文所描述的问题在经典循环平稳性傅里叶理论的相关文献中已经讨论过。

3.1.6 瑞利衰落信道

由于移动通信是认知无线电的一种可能的应用场景, 我们必须考虑在瑞利衰落信道下的谱估计问题。为深入研究, 我们考虑一个在瑞利衰落信道中的数据传输系统, 其中 $X(t)$ 表示发射信号, 而 $C(t)$ 是一个定义瞬时信道特性的复窄带高斯过程。接收信号定义为

$$Y(t) = C(t) \cdot X(t) + N(t) \quad (3.48)$$

其中 $N(t)$ 是平稳复高斯白噪声。这里我们为信道假设一个 Jakes 模型^[123]，即

$$R(\tau) = E\{C(t)C^*(t+\tau)\} = J_0(2\pi f_d \tau) \quad (3.49)$$

和之前一样， E 是统计期望算子，通过信道的均方转换归一化； $J_0(\cdot)$ 是零阶贝塞尔函数； f_d 是多普勒频率； τ 是时间延迟。多普勒频率 $f_d = (v/c)f_c$ ， v 代表移动速度， f_c 是载波频率， c 仍代表光速。波长 $\lambda = c/f_c$ ，距离 $s = v\tau$ ，贝塞尔函数 J_0 的参数就是 $2\pi(s/\lambda)$ 。注意，协方差函数 $R(\tau)$ 是一个用波长来测量在时间 τ 内移动的距离的函数。Jakes 模型至少存在两个问题。首先，假设接收信号是来自于二维数组随机散射体反射的结果。在有一排排均匀间隔的窗户或墙板的建筑物上观察这一现象作为参考，我们发现衍射光栅可能是一个比较好的模型。第二，贝塞尔函数 $J_0(\cdot)$ 是一个带宽受限函数，并且衰落过程是确定的。事实上，它仅仅是一个级数的主要项^[124]。然而，在实践中，它足以解释许多常见的衰落问题，对纹波的解释相对简单。把式(3.48)模型作为谱估计问题的一部分，不考虑加性噪声，将其特征系数写成如下形式：

$$y_k(f) = \sum_{t=0}^{N-1} C(t)x(t)v_t^{(k)} \exp(-j2\pi ft) \quad (3.50)$$

现在，考虑 $C_k(t) = C(t)v_t^{(k)}$ 。因此，本征谱的估计值 $\hat{S}_{C,k}(f) |y_k(f)|^2$ 将是真实频谱与等效谱窗口的卷积。 $J_0(2\pi f_d \tau)$ 的傅里叶变换定义在无穷区间 $(-\infty, \infty)$ 上，

$$\tilde{C}(f) = \begin{cases} \frac{1}{\pi} [f_d^2 - f^2]^{-\frac{1}{2}} & |f| < |f_d| \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (3.51)$$

式(3.51)表明，该频谱的期望值是由非衰落条件 $S_{nf}(f)$ 与 $\tilde{C}(f)$ 卷积

得到的。该卷积存在一个问题，因为 $\tilde{C}(f)$ 在 $f \pm f_d$ 处趋于无穷大，而窗口的旁瓣功率随 f^{-2} 渐近衰减，这是 QPSK 调制的特征。因此，一致收敛性是一个问题。特别是，Slepian 序列的旁瓣是以 $c_k \text{sinc}(fT)$ 形式渐近衰减的，其中 $\text{sinc}(\cdot)$ 表示 sinc 函数。因此，当相邻的旁瓣间隔为 $2f_d$ 时，即当 $T \approx 1/(2f_d)$ 时，在频谱中将存在较大的纹波。在较短的时间间隔内，傅里叶变换在多普勒频率上趋近于最大值。当谱估计量的分辨率比多普勒频率高时，我们将看到纹波。需要强调的是，这些纹波不是频谱窗口本身的旁瓣，因为这些窗口可以在没有自适应加权的情况下解析频谱。然而，这个过程是敏感的。

3.1.7 非参数谱感知小结

在发现和利用 ATSC-DTV 以及商用蜂窝网频段内频谱空洞的过程中，认知无线电可能会解决无线电频谱利用率不足的问题。然而，当我们认识到以下值得关注的实际问题时，我们开始意识到在建立和商业化认知无线电时所面临的研究开发方面的挑战：

- 无线电传播物理机制的复杂性导致无线信道具有众所周知的不可靠特性^[97]；
- 频谱空洞的随机出现和消失带来的不确定性^[66]；
- 任何时间任何地点对可靠通信的需求^[30]。

在信号处理中，以非监督的模式对无线电环境进行频谱感知就是其中的一种挑战，也是实现认知无线电的前提条件。MTM 是非参数化的，即模型独立的，因此它可以作为鲁棒的谱估计函数，为解决无线频谱利用率不足的问题提供如下能力：

(i) 解决偏差方差困境。这个能力通过使用具有以下独特而显著特性的 Slepian 序列来实现：

在有限样本量的约束下，一个 Slepian 序列(窗)的傅里叶变换在规定

的带宽内具有最大的能量集中度。

简单地说,没有任何其他窗能够满足这个属性。在其他文献中所描述的各种窗中, Kaiser 窗^[125]给出了一个零阶椭圆球面波函数(PSWF)的较好的近似,即 Slepian 窗 $\{v_l^{(0)}\}_{l=1}^N$,该窗基于 Rice^[126]的解析近似。与固定参数窗如汉明窗和 Parzen 窗等(分别大致对应带宽乘积 $NW=2$ 和 $NW=4$)不同, Kaiser 窗有一个可调参数 α ,它是时间带宽积 $C_o = NW$ 的上边界。然而,对于 $k \geq 1$ 的 Slepian 序列似乎并没有一个简单的等价形式。因此,正如 ATSC-DTV 和通用陆地移动无线电信号的实验结果所证明的那样^[87], MTM 是一种准确的谱估计函数。

(ii) 实时计算的可行性。这个能力通过预先计算和储存指定的时间带宽积的理想 Slepian 系数,以及使用最先进的 FFT 算法来实现。

(iii) 多方向监听的能力。通过将 MTM 嵌入到一个空时处理器中来估计干扰信号到达的未知方向,从而实现这个能力。

(iv) 循环平稳性。通过扩展 MTM 来实现 Loève 变换,从而在数学上以严谨的方式解释输入射频激励的非平稳性。循环平稳性为加强频谱空洞的检测和通信信号的分类提供了一种有效的方法。

结合这四种能力得到的信息,我们可以总结如下:

多窗口法(MTM)是非参数频谱感知的一种可选方法,它能够在无线电频谱中检测频谱空洞;能够估计每个子频段的平均功率;能够估计干扰源波数谱方向;并能够将接收机输入信号转换为具有循环平稳特征的信号来输出,从而有利于信号的检测和分类。同样重要的是,实现整个频谱感知能力的计算复杂度在现实中是可行的。

循环平稳性是具有周期性的数字调制信号的固有属性,该属性在这种信号的 TFA 中表现出来。TFA 的 Loève 理论通过联合应用两个互补的频谱参数,即内部和外部谱相关函数,为发现信号的循环平稳性奠定

基础。当谱相关函数的分子定义为期望 $E[X_k(f_1)X_k^*(f_2)]$ 时, 谱相关性被认为是内部的, 其中 $X_k(f)$ 是输入信号 $x(t)$ 在频率 f 上的多窗口傅里叶变换。当谱相关函数的分子定义为期望 $E[X_k(f_1)X_k(f_2)]$ 时, 谱相关性被认为是外部的, 它不涉及复共轭。循环平稳性的傅里叶理论利用了循环平稳过程或其功率谱的自相关函数的周期特性。傅里叶理论以它自己的方式将谱相关性分成内部和外部两类, 这与 Loève 理论类似。如前所述, 循环平稳性的 Loève 理论和傅里叶理论实际上与信号处理术语有关。也许可以这样区分这两种理论, Loève 理论适用于任何非平稳过程, 而傅里叶理论仅局限于循环平稳过程。

众所周知, 无线信道的不可靠本质是由电磁波传播的衰落现象造成的。这个重要的问题是人们之前基于 Jakes 模型分析瑞利衰落信道时提出的。虽然这个模型在理论上是不完整的, 但它足以解释许多在实践中经常遇到的衰落问题。重要的一点是, 在一个衰落的环境中, 我们应该避免使用过长的数据块。

3.1.8 多窗口法的滤波器组实现

Farhang-Boroujeny^[127]已经证明确实可以在滤波器组的框架下重新构造 MTM 的基础分析理论, 多窗口谱估计函数即源于该理论。实际上, 正交的 Slepian 序列(窗)可以看作是一个正交的特征滤波器组, 因此我们可以得到一个新名词“滤波器组谱估计函数”。滤波器组的构成包括一个原型低通滤波器, 用以实现滤波器组的零频带。滤波器组的剩余频带通过多相调制来实现。我们可以高兴地看到, 利用滤波器组推导出多窗口谱估计函数的方法独具创新, 而且滤波器组理论在信号处理相关文献中也已广为人知^[128]。

3.1.9 合作频谱感知

正如上一节所提到的, 高效的频谱感知对于开放频谱机制中的认知

无线电用户来说是至关重要的。由于存在路径损耗和阴影衰落, 认知无线电用户可能无法检测到主用户的存在。为解决这一隐终端的问题提出了合作感知的概念。在文献[129]中, 将合作博弈理论应用于实现认知无线电网的合作感知, 从而当用户移动性引起环境的变化时, 网络拓扑能够随之自适应地变化。在这种方法中, 一组用户组成一个联盟。联盟中的每一个用户都独立地监测环境, 并使用能量检测的方法来判断是否有主用户收发器在其附近活动。然后, 所有用户将它们的检测结果发送到联盟的中心节点, 该节点被称为联盟首领, 用于决策融合。在联盟中具有最高检测分辨率的节点被选为联盟首领。这样, 具有最高检测能力的节点不需要通过控制信道发送它的决策信息, 因此, 可能的最准确的检测结果在融合过程发生之前不会被曲解。联盟首领使用一个基于逻辑或操作的决策融合规则来融合它所接收到的联盟内其他成员的所有检测结果。然后, 它将决策融合过程的结果发送回给联盟中的所有其他节点。每个认知无线电用户都试图将其检测概率最大化, 但受到虚警概率的限制。认知无线电基于这个效用, 对用户加入联盟或离开联盟做出决定。因此, 联盟的形成、破坏和联盟规模的改变依赖于用户融合和分离这两种操作。

由于存在合作的成本, 所以在网络中可能形成独立的不联合联盟。但是, 在这种模式下, 必须考虑协调和通信的开销。由于联盟首领将决策融合结果发送给联盟内的所有成员, 所以联盟中的所有节点都具有相同的效用, 它等于联盟的效用。因此, 频谱感知博弈是一个具有不可转移效用的联合博弈。显然, 联盟首领必须消耗部分资源用于决策融合和向其他节点发送决策结果。在推荐的模型中, 联盟首领得到与其他节点相同的回报, 因此不清楚为什么联盟首领会接受额外的负担却无法获得额外的好处。

作者声称, 增加联盟成员的数量会降低检测不到主用户出现的可能

性,但是会增加虚警概率。因此,检测能力与虚警概率之间存在一种折中。巨大联盟可能不会形成,因为联盟中的最大节点数总有一个约束,这是由可接受的虚警概率决定的。我们考虑的决策融合逻辑非常简单,并且不考虑不同节点决策的准确性。更复杂的决策融合算法可以降低虚警概率,但是以增加信息交换量和计算复杂度为代价。协调和沟通开销也在决定联盟的规模方面发挥了关键作用,但是在该模型中没有考虑这些因素。联盟的稳定性很大程度上取决于认知无线电和主用户收发器的相对位置关系^[129]。

3.2 动态频谱管理

在认知无线电中,DSM 承担了根据环境约束为相互竞争的认知无线电用户分配可用频谱空洞资源的任务。就像基站位于传统无线网络的核心位置一样,DSM 也位于认知无线电网的核心位置。本节描述的 DSM 算法以文献[130]所提出的方法为基础。简而言之,无论何时何地,一对认知无线电用户需要一条无线链路进行通信,DSM 拥有自组织算法,可以搜索无线电环境并找到一个共同的频谱空洞使通信链路的建立成为可能,这一过程是通过赫布型学习实现的。在基础数学领域中,DSM 问题可以看作是著名的图论着色问题的一个特例,不幸的是,它的最优解是 NP 困难问题^[131]。为了解决这一理论难题,我们开始关注自组织学习,自组织学习在人类大脑中占有重要的地位,其灵感来自于心理学家 Hebb 的开创性工作^[132]。文献[46]首次提出术语“自组织动态频谱管理”(SO-DSM)。

这种创新的思维方式以 Tsigankov Koulakov 模型^[133]为基础,该模型应用于在上丘脑形成映射。具体而言,根据空间相关性来定义能量函数 E_c 。并且认知无线网络以迭代的方式进行改变,从而最小化空间相关

过程,反过来这也使相应的能量函数最小化。

一般来说,源于大脑的自组织映射使用了一种赫布型学习规则,它实现了自我放大和相关处理^[132],目的是从输入信号中提取出通信模式。根据从无线电环境中提取的知识修改网络优化。输入信号向量 $\mathbf{x}(n)$ 与输出信号向量 $\mathbf{y}(n)$ 之间的关系由有限求和公式定义:

$$\mathbf{y}(n) = \sum_{i=1}^m w_i(n) x_i(n) \quad (3.52)$$

其中, $x_i(n)$ 是 $m \times 1$ 阶输入向量 $\mathbf{x}(n)$ 在时间步 n 上的第 i 个元素, $w_i(n)$ 是将 $x_i(n)$ 耦合到 $\mathbf{y}(n)$ 的抽头权重。在学习过程中的每一个时间步上,对每个抽头权重 $w_i(n)$ 进行适当的调整 $\Delta w_i(n)$, 并且学习过程将从输入信号处获得的知识存储在记忆中。权重调整的一般形式表示如下:

$$\Delta w_i(n) = F(\mathbf{y}(n), x_i(n)) \quad (3.53)$$

其中 $F(\cdot, \cdot)$ 是一个非线性函数,该函数的最简单形式如下:

$$F(\mathbf{y}(n), x_j(n)) = \eta \mathbf{y}(n) x_j(n) \quad (3.54)$$

其中, η 是学习速率参数,它是一个正常数。在应用赫布型学习规则时,抽头权重有无限增长的趋势,因此需要额外某种形式的规范化。对学习规则进行一种数学上便捷的归一化修正可得:

$$w_i(n+1) = \frac{w_i(n) + \eta \mathbf{y}(n) x_i(n)}{\sqrt{\sum_{j=1}^m (w_j(n) + \eta \mathbf{y}(n) x_j(n))^2}} \quad (3.55)$$

这种归一化带来了抽头权重之间的竞争,从而使学习过程变得稳定。

3.2.1 Tsigankov-Koulakov 模型

在这个模型中,有两层神经元,每一层由 $N \times N$ 个神经元点阵(计算

单位)组成。最初,如图 3-3a 所示,视网膜(输入)层的神经元随机地连接到丘脑(输出)层的神经元。算法的目标是修改神经元的连接,以使输入层的每个神经元都与空间上相对应的输出层神经元相连接^[130],如图 3-3b 所示。根据赫布规则对权重进行修改,权重的变化量 $\Delta v_j(\vec{r})$ 与输入节点 a_j 和输出节点 $A(\vec{r})$ 的活动之间的相关性成正比。

$$\Delta v_j(\vec{r}) = \eta A(\vec{r}) a_j = - \frac{\partial E_c}{\partial v_j(\vec{r})} \quad (3.56)$$

这个公式说明权重的调整是随 E_c 梯度下降的。通过重复以下步骤,对 E_c 随机最小化,从而形成映射:

- 从输出层中随机选择两个非必要的邻节点 i 和 j 。
- 以概率 P_{switch} 转换连接到节点 i 和 j 的输入层节点:

$$P_{\text{switch}} = \frac{1}{1 + e^{\Delta E_c}} \quad (3.57)$$

因此,该算法在节点转换时遵循 E_c 梯度下降原则。根据等式(3.56),如果输入层与输出层之间的相关性越高,则能量函数 E_c 下降得越快,这种情况在输入层的输入节点在空间位置上接近输出层的输出节点时发生^[130]。

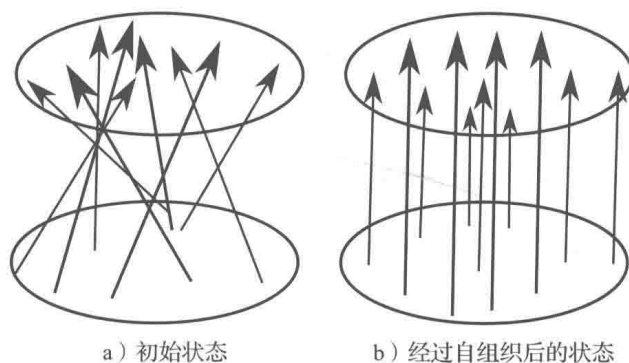


图 3-3 自组织映射(来源: Khozeimeh 和 Haykin(2012)^[130]。经 IEEE 许可复制)

3.2.2 自组织动态频谱管理

受人类大脑的启发,基于SOM技术,SO-DSM将频谱空洞分配给次用户^[134]。这个方案是完全去中心化的,每个用户仅与相邻的用户通信,相邻的用户是指在其通信范围内的其他用户。通过本地交互,用户交换信息以实现协调,并且在如下意义上网络最终形成了一个全局性组织:基于近期对环境的观察,每个用户构建其周围环境的映射,并记住主用户网络和相邻次用户的频谱利用模式。当两个次用户需要建立一个连接时,他们基于自己掌握的关于频谱利用模式的信息选择最好的信道。利用该方案,认知无线网络提取主用户活动的空间和时间模式信息,并将其存储在次用户的记忆中。

因此,我们可以发现去中心化的DSM方案的特征,每个次用户使用赫布型学习规则提取无线环境频谱利用模式的信息,并将提取出来的信息存储在一个权重数组中。这些权重值起到短时记忆的作用,它们存储了近期关于主用户网络和相邻次用户的频谱利用模式信息^[130]。

形成SOM的先决条件是输入数据具有相关性或冗余,通常这个先决条件都能够满足。对于SO-DSM来说,这种冗余是由环境中无线电用户的频谱利用模式造成的。无线通信依赖于人类的活动,这些活动不是随机的,通常遵循某种特定模式。例如,在办公大楼里,无线电活动在工作日办公时间内增加,在晚上和周末明显减少。这种办公环境模式的形式是由于人们大多数在办公时间出现在该环境中。同样地,在家庭环境中,当人们在家并且不睡觉时(即工作日的晚上和周末),无线电活动会增加。通常在人们离开家去上学或工作的时候,无线电活动就会减少。实验测试^[135]已经验证了这类模式,并表明这些模式在一天中以小时为单位,以相对较慢的速度发生变化^[130]。

因此,我们可以推断,无线频谱利用情况存在一种基于位置的模式,

并且该模式在白天可能仅会发生缓慢的变化^[135]。对于极快速的无线电场景分析器,我们可以认为该环境频谱模式是伪平稳的。在这种情况下,可以应用赫布型学习规则提取数据的固有模式。实现这种无线电场景分析器的一个很好的候选方法是我们之前讨论过的 MTM。文献[87]给出的结果表明相对较快的频谱感知是能够实现的。

因此,我们可以假定有这样一个快速的无线电场景分析器,环境的频谱利用模式是伪平稳的,并且赫布型学习规则可以从输入数据中提取频谱利用模式信息。我们用公式(3.55)中所述的赫布型学习规则,实现了 SOM 的另外两个要求,即自我放大和竞争。最后,由于 SO-DSM 是一个去中心化的认知无线网络,所以,相邻的认知无线电用户之间的反馈信道是形成网络的必要条件。

SO-DSM 技术按照如下流程工作^[130]:

- 次用户使用非授权频段反馈信道,形成一个自组织网络,实现同步,并开始与它们的邻居共享 RSA 信息。
- 次用户持续监测其周围环境,并将结果信息保存在一个名为信道分配优先级列表(CAPL)的向量中。这个向量起到短时记忆的作用。向量的大小等于总的子频段数,对于每个子频段 k ,次用户为其存储一个权重 w_k ,它代表最新测得的该子频段的质量。
- 在接收到每组新的 RSA 信息后,利用公式(3.55)对权重进行更新。
- 如果两个次用户间需要建立一条新链路,在公式(3.56)所描述的效用函数 E_c 梯度上升的方向上为新链路分配子频段。

在文献[130]中给出了按上述流程工作的 SO-DSM 算法的仿真结果,并证实了该算法的实际效用。

上述算法形成了一个基于主用户和认知无线电用户的频谱利用模式的 SOM。然而,它不能满足认知无线电用户的一个重要需求,即最小化

与主用户发生冲突的概率。这是因为使用上述 SOM 模型,对认知无线电用户活动和主用户活动的记忆是混合的,且权重显示的是子频段的相对质量。换句话说,它们是根据彼此之间的优势来排序的,因此,这些权重不能用来限制冲突概率的边界。为了解决这一问题,我们增加了一个额外的步骤,用以区分主用户的活动和认知无线电用户的活动。最初,所有的权重都设置为 0,也就是说,认知无线电用户在获得足够的环境信息前,不会使用任何频谱空洞。只要子频段相应的权重低于 1,就认为该子频段不可用。一个不可用的子频段将不会被用于建立认知无线电链路,即使它暂时是空闲的(即没有主用户使用它)。当认知无线电处于不可用状态时($w_{i,m}(n) < 1$),认知无线电 C_m 的记忆权重根据以下规则进行更新:

$$w_{i,m}(n+1) = \begin{cases} w_{i,m}(n) + \eta_{1,i,m} & \text{如果 } b_i \text{ 空闲} \\ 0 & \text{如果主用户出现在 } b_i \text{ 上} \end{cases} \quad (3.58)$$

$1 \geq \eta_{1,i,m} > 0$ 是子频段 b_i 和认知无线电用户 C_m 的遗忘因子。当权重达到 1 时,该权重相对应的子频段被认为是可用的,该频段将用于认知无线电通信。根据这条规则,空闲子频段在每一轮权重增加 $\eta_{1,i,m}$ 。至少在 $T_G = \lfloor 1/\eta_{1,i,m} \rfloor$ 个连续时间步内,没有主用户使用空闲子频段,那么它们的权重最终将超过 1,其中 $\lfloor x \rfloor$ 表示 x 的整数部分。一旦在 b_i 上检测到主用户, w_i 重置为零,并且即使 b_i 变成空闲的, b_i 也不会被分配给认知无线电用户使用。除非 b_i 保持空闲足够长的时间,以使 w_i 增加到 1,才能够被认知无线电用户使用。

在确定了环境中可用的子频段之后,每个认知无线电用户都基于方程(3.55)提取相邻认知无线电用户的频谱利用模式,并根据所获得的信息创建一个临时的组织。因此,在记忆的第二阶段使用式(3.55),更新可用子频段($w_{i,m}(n) \geq 1$)的权重。

$$w'_{i,m}(n+1) = \frac{w'_i(n) + \eta_{2,m} \mathbf{y}(n) x_i(n)}{\sqrt{\sum_j (w'_j(n) + \eta_{2,m} \mathbf{y}(n) x_j(n))^2}} \quad (3.59)$$

其中, $1 > \eta_{2,m} > 0$ 是学习速率, $w'(n) = w(n) - 1$ 。 $x_{i,m}(n)$ 是在时刻 n 上从 RSA 单元处获得的子频段 b_i 的质量信号, $x_{i,m}(n)$ 定义如下:

$$x_{i,m}(n) = \begin{cases} 1 & \text{如果 } b_i \text{ 被 } C_m \text{ 占用} \\ \beta_1 & \text{如果 } b_i \text{ 空闲} \\ \beta_2 & \text{如果 } b_i \text{ 被 } C_{k,k \neq m} \text{ 占用} \end{cases} \quad (3.60)$$

其中, $\beta_1 > \beta_2 > 0$, β_1 和 β_2 分别代表空闲子频段质量水平和被其他认知无线电用户使用的子频段质量水平。这个质量信号代表着对于每一个认知无线电用户 C_m 来说子频段的值或质量, 这个值是根据子频段的信道占用状态得到的。状态可以是空闲的, 由其他认知无线电用户占用的或由 C_m 占用的。

使用式(3.55)中的赫布型学习规则, 存在效用函数 E_c [136]。与 Tsingankov-Koulakov SOM 模型相似, 我们沿效用函数梯度 ∇E_c (参见方程(3.56)给出的定义) 上升的方向给认知无线电链路分配子频段。当 C_m 和 C_k 之间需要建立链路时, 以一种使效用函数 E_c 最大化的方式来选择 $b_j^* \in \mathcal{U}_a(k, m)$, 其中

$$\begin{aligned} \mathcal{U}_a(k, m) &= \{b_j | b_j \text{ 对 } C_k \text{ 和 } C_m \text{ 均可用}\} \\ &= \{b_j | w_{j,m}, w_{j,k} \geq 1\} \end{aligned} \quad (3.61)$$

E_c 的梯度定义为

$$\nabla E_c(k, m, j) = \sum_{i=1}^{N_{\text{ch}}} \left(\frac{\partial E_c}{\partial w'_{i,m|j}} + \frac{\partial E_c}{\partial w'_{i,k|j}} \right)$$

$w'_{i,m|j}$ 是当 b_j 分配给 C_m 和 C_k 之间的链路使用时, $w'_{i,m}$ 的下一时刻的值。利用等式(3.56)可以得到,

$$\nabla E_c(k, m, j) = \sum_{i=1}^{N_{ch}} (\Delta w'_{i,m|j} + \Delta w'_{i,k|j}) \quad (3.62)$$

为计算关于认知无线电用户 C_k 的 $w'_{i,k|j}$, 我们使用式(3.55)。如式(3.60)所示, 当链路选择 b_j 时, 只有 $x_{j,k}$ 从 β_1 变为 1, 剩下的输入信号保持不变, 也就是说,

$$x_{i,k|j} = \begin{cases} x_{i,k} & \text{如果 } i \neq j \\ b' + x_{i,k} & \text{如果 } i = j \end{cases} \quad (3.63)$$

其中 $b' = 1 - \beta_1$ 。将 $x_{j,k}$ 代入式(3.52), 可得 $y_{k|j}$,

$$\begin{aligned} y_{k|j} &= \sum_{i=1}^{N_{ch}} x_{i,k|j} w'_{i,k} = b' w'_{j,k} + \sum_{i=1}^{N_{ch}} x_{i,k} w'_{i,k} \\ &= b' w'_{j,k} + y_k \end{aligned} \quad (3.64)$$

现在, 利用式(3.55)计算 $w'_{i,k|j}$:

$$w'_{i,k|j} = \frac{w'_{i,k} + \eta_{2,k} y_{k|j} x_{i,k|j}}{\sqrt{\sum_l (w'_{l,k} + \eta_{2,k} y_{k|j} x_{l,k|j})^2}} \quad (3.65)$$

然后, 利用式(3.64)和式(3.63)展开式(3.65)的分母:

$$\begin{aligned} \sum_l (w'_{l,k} + \eta_{2,k} y_{k|j} x_{l,k|j})^2 &= \sum_l (w'_{l,k} + \eta_{2,k} (y_k + w'_{j,k} b') x_{l,k|j})^2 \quad (3.66) \\ &= \sum_l (w'_{l,k} + \eta_{2,k} y_k x_{l,k|j})^2 + (\eta_{2,k} w'_{j,k} b' x_{l,k|j})^2 \\ &\quad + 2\eta_{2,k} w'_{j,k} b' x_{l,k|j} (w'_{l,k} + \eta_{2,k} y_k x_{l,k|j}) \end{aligned}$$

$$= \sum_l (w'_{l,k} + \eta_{2,k} y_k x_{l,k|j})^2 + 2\eta_{2,k} w'_{j,k} b' x_{l,k|j} w'_{l,k} \\ + 2\eta_{2,k}^2 w'_{j,k} b' x_{l,k|j}^2 y_k + \eta_{2,k}^2 w_{j,k}'^2 b'^2 x_{l,k|j}^2$$

如果有 $\eta_{2,k} \ll 1$, $b' \ll 1$ 和 $w'_{j,k}$, $x_{l,k|j}$, $w'_{l,k} < 1$, 可以忽略最后三项, 得到,

$$\sum_l (w'_{l,k} + \eta_{2,k} y_k x_{l,k|j})^2 \approx \sum_l (w'_{l,k} + \eta_{2,k} y_k x_{l,k|j})^2 = \mathcal{D}^2 \quad (3.67)$$

因此, 可以重写等式(3.65)如下,

$$w'_{i,k|j} = \frac{w'_{i,k} + \eta_{2,k} (y_k + w'_{j,k} b') x_{i,k|j}}{\mathcal{D}} \quad (3.68)$$

然后, 将得到

$$\Delta w'_{i,k|j} = \frac{w'_{i,k} + \eta_{2,k} y_k x_{i,k|j} + \eta_{2,k} w'_{j,k} b' x_{i,k|j}}{\mathcal{D}} - w'_{i,k} \\ = \mathcal{C}_{i,k|j} + \frac{\eta_{2,k} b' x_{i,k|j}}{\mathcal{D}} w'_{j,k} \quad (3.69)$$

其中,

$$\mathcal{C}_{i,k|j} = \frac{w'_{i,k} + \eta_{2,k} y_k x_{i,k|j}}{\mathcal{D}} - w'_{i,k} \quad (3.70)$$

它是式(3.69)中与 $w'_{j,k}$ 无关的各项的和, 利用式(3.63)可得,

$$\mathcal{C}_{i,k|j} = \begin{cases} \frac{w'_{i,k} + \eta_{2,k} y_k x_{i,k|j}}{\mathcal{D}} - w'_{i,k} & \text{如果 } i \neq j \\ \frac{w'_{i,k} + \eta_{2,k} y_k (x_{i,k|j} + b')}{\mathcal{D}} - w'_{i,k} & \text{如果 } i = j \end{cases}$$

$$= \begin{cases} \mathcal{C}_{i,k} & \text{如果 } i \neq j \\ \mathcal{C}_{i,k} + \frac{\eta_{2,k} y_k b'}{\mathcal{D}} & \text{如果 } i = j \end{cases}$$

现在，我们可以用式(3.62)和式(3.69)计算 $\nabla E_c(k, m, j)$ ：

$$\begin{aligned} \nabla E_c(k, m, j) &= \sum_{i=1}^{N_{\text{ch}}} \left(\mathcal{C}_{i,k|j} + \frac{\eta_{2,k} b' x_{i,k|j}}{\mathcal{D}} w'_{j,k} + \mathcal{C}_{i,m|j} + \frac{\eta_{2,m} b' x_{i,m|j}}{\mathcal{D}} w'_{j,m} \right) \\ &= \sum_{i=1, i \neq j}^{N_{\text{ch}}} \left(\mathcal{C}_{i,k} + \frac{\eta_{2,k} b' x_{i,k}}{\mathcal{D}} w'_{j,k} + \mathcal{C}_{i,m} + \frac{\eta_{2,m} b' x_{i,m}}{\mathcal{D}} w'_{j,m} \right) \\ &\quad + \mathcal{C}_{j,k} + \frac{\eta_{2,k} y_k b'}{\mathcal{D}} + \frac{\eta_{2,k} b' (x_{j,k} + b')}{\mathcal{D}} w'_{j,k} \\ &\quad + \mathcal{C}_{j,m} + \frac{\eta_{2,m} y_m b'}{\mathcal{D}} + \frac{\eta_{2,m} b' (x_{j,m} + b')}{\mathcal{D}} w'_{j,m} \\ &= \sum_{i=1}^{N_{\text{ch}}} \left(\mathcal{C}_{i,k} + \frac{\eta_{2,k} b' x_{i,k}}{\mathcal{D}} w'_{j,k} + \frac{\eta_{2,m} b' x_{i,m}}{\mathcal{D}} w'_{j,m} + \mathcal{C}_{i,m} \right) \\ &\quad + \frac{\eta_{2,k} y_k b'}{\mathcal{D}} + \frac{\eta_{2,k} b'^2}{\mathcal{D}} w'_{j,k} + \frac{\eta_{2,m} y_m b'}{\mathcal{D}} + \frac{\eta_{2,m} b'^2}{\mathcal{D}} w'_{j,m} \\ &= \sum_{i=1}^{N_{\text{ch}}} (\mathcal{C}_{i,k} + \mathcal{C}_{i,m}) + \frac{\eta_{2,k} y_k b'}{\mathcal{D}} \\ &\quad + \frac{\eta_{2,m} y_m b'}{\mathcal{D}} + \frac{\eta_{2,k} b'}{\mathcal{D}} \left(b' + \sum_{i=1}^{N_{\text{ch}}} x_{i,k} \right) w'_{j,k} \\ &\quad + \frac{\eta_{2,m} b'}{\mathcal{D}} \left(b' + \sum_{i=1}^{N_{\text{ch}}} x_{i,m} \right) w'_{j,m} \end{aligned} \quad (3.71)$$

定义

$$\mathcal{J}_{x,k} = \sum_{i=1}^{N_{\text{ch}}} x_{i,k} \quad (3.72)$$

和

$$\mathcal{T}_k = \sum_{i=1}^{N_{\text{ch}}} \mathcal{C}_{j,k} + \frac{\eta_{2,k} y_k b'}{\mathcal{D}} \quad (3.73)$$

重写式(3.71)如下,

$$\nabla E_c(k, m, j) = \mathcal{T}_k + \mathcal{T}_m + \eta_{2,k} b' \frac{\mathcal{S}_{x,k} + b'}{\mathcal{D}} w'_{j,k} + \eta_{2,m} b' \frac{\mathcal{S}_{x,m} + b'}{\mathcal{D}} w'_{j,m} \quad (3.74)$$

因此, 选择 b_j^* 作为认知无线电用户 C_m 和 C_k 之间链路所用的子频段的标
准是,

$$b_j^* = \underset{j}{\operatorname{argmax}}(\nabla E_c(k, m, j)) \quad (3.75)$$

等同于, $\forall b_i \in \mathcal{U}_a(k, m)$, $i \neq j$, b_j^* 必须满足以下不等式:

$$\frac{b'}{\mathcal{D}} [\eta_{2,k} (\mathcal{S}_{x,k} + b') (w'_{j,k} - w'_{i,k}) + \eta_{2,m} (\mathcal{S}_{x,m} + b') (w'_{j,m} - w'_{i,m})] \geq 0 \quad (3.76)$$

假设 $\eta_{2,m} = \eta_{2,k} = \eta_2$, 消除正变量 η_2 、 \mathcal{D} 和 b' 。然后, 对于 $\forall b_i \in \mathcal{U}_a(k, m)$, $i \neq j$, 我们可得,

$$(\mathcal{S}_{x,k} + b') (w'_{j,k} - w'_{i,k}) + (\mathcal{S}_{x,m} + b') (w'_{j,m} - w'_{i,m}) \geq 0 \quad (3.77)$$

最近, 文献[48]提出, 利用式(3.59)所得的权重接近于子频段质量信号的主要成分。在每一个步骤中, 如果一个子频段被某一认知无线电用户使用, 它的权重将比其他子频段的权重增加更多, 并且在 CAPL 中获得更高的优先权。因此, 它将来更有可能被该认知无线电用户使用。类似地, 正在被其他认知无线电使用的子频带的权重也会相应减少, 它们在

该认知无线电 CAPL 中的值将下降, 因此不太可能被该认知无线电用户使用。然而, 如式(3.77)所示, 链路是根据共享该链路的两个认知无线电用户的权重值选择的。因此, 所选的子频段可能不在其中某一认知无线电用户的 CAPL 峰值上。

学习速率 η_1 定义了认知无线网络与主用户网络交互的行为。较大的 η_1 意味着认知无线电用户更快地忘记主用户的活动, 因此, 代表认知用户具有更激进的行为。然而较小的 η_1 意味着认知无线电用户能够较长时间地记住主用户的活动, 因此, 代表认知用户具有更保守的行为。说到激进, 指的是在主用户停止使用一个子频带后, 认知无线电用户等待较短的时间便开始使用这个子频带。较大的 η_1 将增加认知无线网络的频谱利用率, 同时增加了认知无线电用户与主用户之间冲突的概率。认知无线电用户应根据主用户网络流量来调整遗忘因子, 以使冲突概率保持在可接受的水平上。令 $P_{s,i}(n)$ 表示在时刻 n 主用户开始使用 b_i 的概率, 那么 $P_{s,i}(n) = (1 - \mu_1)^{n-1} \mu_1$ 。如果一个相邻认知无线电用户 C_j , 经过 k 个时间步, 在时刻 T_G 开始用 b_i , 那么冲突概率 $P_{\text{col},i,j}$ 将会是

$$P_{\text{col},i,j} = D_{\text{RSA}} \times \sum_{T_G}^{T_G+k} P_{s,i}(n) \quad (3.78)$$

其中 D_{RSA} 代表发现主用户的 RSA 时延。注意, $P_{s,i}(n)$ 是一个严格递减函数, 因为

$$\frac{dP_{s,i}(n)}{dn} = \frac{\mu_1 \ln(1 - \mu_1)}{(1 - \mu_1)} \quad (3.79)$$

在 $1 > \mu_1 > 0$ 区间, 式(3.79)始终是负值。因此, 可以通过降低 η_1 (即增加 T_G) 来减少冲突的概率。然而, 降低 η_1 会导致认知无线网络的频谱利用率下降。为了有效地使用频谱空洞, 认知无线电用户需要对 μ_1 有一个良好的估计。他们可以通过以下两种方式获得这个信息:

- 使用已存储的基于时间和地理位置的遗忘因子配置文件的查找列表，并为当前条件如(学校，白天)或(家庭，夜晚)找到最佳匹配值。正如前面所讨论的，无线通信是由人类活动引起的，并具有某种模式，当给定时间和地理位置时可以在某种程度上预测无线通信模式。
- 基于对环境的最新观测，自适应优化学习速率。在白天，主用户的通信模式变化缓慢^[137]，按小时来衡量。采用指数移动平均线(EMA)^[138,140]或自回归模型^[141]等算法(在文献中推荐使用这些算法来寻找通信参数)，认知无线电用户可以估计主用户的通信参数。我们可以使用隐马尔可夫模型(HMM)^[142]对其进行优化，但是复杂度可能变得难以控制，而且很可能超出实际范围。

从实践的角度出发，我们建议将这两种方法结合起来，在较短的时间间隔内实现更精确的估计。首先使用查找列表，认知无线电用户可以得到一个粗略的估计，然后可以用第二种方法自适应地优化估计结果。

第二个学习速率 η_2 控制着 SOM 算法对认知无线网络变化的灵敏度。相对于较低的 η_2 ，较高的 η_2 意味着对于相同的输入将有更快速的反应。换句话说，如果 η_2 太小，几乎没有学习或组织会产生，并且 SO-DSM 基本上以随机的方式分配子频段。另一方面，过大的 η_2 会导致系统非常快速地学习，并且使系统变得非常敏感，这将带来对输入数据不必要的反应，从而失去组织。因此，必须根据环境的预期变化速率来选择这个参数。

还有两个在塑造 SO-DSM 权重动态性上很重要的参数： β_1 和 β_2 。一般来说，我们想要一个较大的 β_1 (即接近于 1) 和一个较小的 β_2 (即接近于 0)，使其他认知无线电用户使用的子频段和空闲子频段之间在信号等级上有更大的隔离度。增加的隔离度将提高赫布型学习的自我放大程度，并有助于形成 SOM。然而，这些参数不能太接近极限(即 β_1 接近于 1， β_2

接近于0)。

本节介绍了认知无线电自组织网络的 SO-DSM 方案。这个方案为无线电用户增加了记忆和学习这两个认知的基本要素。在这个方案中, 认知无线电用户持续监测周围环境, 提取主用户和相邻的认知无线电用户的活动模式, 并将获得的信息储存在他们的记忆中。当两个认知无线电用户需要建立一个通信链路时, 他们使用一个通用的可用子频段, 并基于存储的信息使链路质量最好。该方案可显著降低冲突概率和认知无线电链路的中断概率, 但它的代价是轻微地降低了认知无线电网络的频谱利用率。SO-DSM 是一个具有低复杂度和最小记忆需求的去中心化方案。因此, 它适用于具有有限处理能力和电池寿命的移动设备。

3.2.3 基于少数者博弈的动态频谱管理

少数者博弈是基于归纳学习法的, 在这种方法中用户试图根据历史数据来预测网络的未来状况。少数者博弈在决策过程中引入了自组织的行为, 并建立了一种大家都期望成为少数者群体中一员的模型。少数者博弈是博弈论的一个分支, 研究在资源有限情况下非合作博弈中的竞争与自我强制合作^[143]。在这种博弈的最初形式中, 局中人根据二元策略集进行博弈, 且不直接与其他局中人进行交互或协商。少数者博弈的最初形式也称为 El Farol 酒吧问题, 可以描述为: 一组 n 个局中人必须同时独自决定是否在周五晚上去 El Farol 酒吧。因此, 在每个阶段每个局中人都会有一个二元策略集: 去酒吧或不去酒吧。只有当酒吧不是太拥挤的情况下, 去酒吧才会令人感到愉快。如果大多数局中人决定去酒吧, 那么他们将没有那些决定留在家里的局中人感到愉快。换句话说, 实际上, 在少数者群体中的局中人将成为博弈的赢家。因此, 局中人必须努力成为少数者群体中的一员^[144]。

文献[145]将少数者博弈用于信道分配。虽然这里只提到了几个非常

简单的案例，但这个想法很有意思并且值得扩展。如果在信道分配中使用多选择和多频率的少数者博弈，则每个信道将在最少数量的用户之间共享。这将使每个信道保持较低的干扰水平，并能够使总的网络资源浪费最小化。许多研究已经将少数者博弈应用于无线通信系统的资源管理中^[146-148]。

我们可以基于少数者博弈的思想进行动态频谱管理。在这个框架中，认知无线电收发器关注不同子频段活动的历史数据，并试图选择一组在观测时间段内具有最低占用率的子频段。换句话说，记忆在这里起着至关重要的作用。

假设网络中有 N 个活动的认知无线电用户，他们为访问 M 个信道而相互竞争。在博弈的每个回合中，对于每个信道，用户 i 必须在两个可选行为中选择一个，即选择此信道或不选择此信道，这两种行动分别表示为“1”和“0”。在 t 时刻，对于信道 k ，用户 i 的行动由 $a_k^i(t)$ 表示。在每个回合中，少数者的选择赢得此次博弈，获胜的用户获得奖励，他们可以以较少的功率在具有较低干扰水平的信道上传输信息。一开始，每个用户都可以从策略池中提取出 S 个策略。在博弈中对最佳策略没有先验知识的情况下，这些策略将作为决策的粗略准则。这样的策略可以看作是具有一个历史信息（即信号）列和一个预测信息列的列表。历史信息列的每个元素是一个 ℓ 比特的字符串，代表在最近 ℓ 轮博弈中获胜行为的历史，也可以称为信号或信息。参数 ℓ 代表用户记忆容量，它在决策过程中是有效的。历史包含时间信息，由 $\mu(t)$ 表示。在记忆容量为 ℓ 的博弈中，可能出现的信号总数是 2^ℓ 。因此，策略池中可能的策略总数将是 2^{2^ℓ} 。显然，即使对于相对较小的记忆容量，可能的策略总数也是巨大的。策略可以由记录预测信息的 2^ℓ 维向量表示。如果一个策略正确地预测了获胜的行为，它就会获得一个奖励值。在每轮博弈中，每个用户最初选择的所有 S 个策略，都对每个信道的获胜行为进行预测。然后，

不管用户在决策过程中是否采取这些策略,这些策略都会因为他们正确的预测而得到奖励值。这些策略的所有得分都是累积的,这就是所谓的累积收益,这个收益从零开始。在每轮博弈中,用户都是根据那个时刻的最高累积收益来做出决策。如果不只一种策略具有最高收益,那么可以随机选择其中一种。在每轮博弈中胜出的用户也会得到奖励。这些奖励称为真实值,区别于策略的虚拟值。

在这个框架中,认知无线电必须具有自适应性,因为它们是基于某种策略做出决策的,而这种策略是从它们的 S 个策略集中选择出来的。用户根据对策略的相对偏好而做出这样的选择,反过来,每隔一定时间用户也会根据每轮博弈的结果改变他所选择的策略。认知无线电用户也必须是归纳的,因为即使他们意识到信息收集和处理能力有限,他们也应该做出最佳决策。然而,这样的决策并不是全局最佳策略,因为它不是基于整个决策空间中最高虚拟值而选择的策略。少数者博弈为动态频谱管理提供了一个独立的框架,因为用户可以根据自己记忆中记录的历史信息做出决策并采取行动。然后,这些用户个人行为的结果可以总结为下一轮博弈的历史信息。认知无线电用户再利用这些更新的历史信息做出预测^[96]。

3.2.4 自组织映射与少数者博弈

文献[47]给出了 SO-DSM 与基于少数者博弈的 DSM(MG-DSM)的仿真结果,并针对如下问题进行比较:

- 频谱利用率。
- 对于主用户来说出现冲突的概率,以及对于认知无线电用户来说链路中断的概率。
- 主用户接收机受到的干扰。
- 子频段分配分布函数的均值和方差。

根据文中提供的结果,当主用户的密度较低时, MG-DSM 的频谱效率会更高。然而,随着主用户密度的增加, MG-DSM 逐渐失去了它的优势,两种方案之间的性能差距也随之减小。在主用户密度很高的情况下, SO-DSM 的表现甚至比 MG-DSM 要略微好一些。因为 SO-DSM 能够提供较低的主用户平均冲突概率和认知无线电用户链路平均中断概率,所以 SO-DSM 比 MG-DSM 表现更为出色。然而,随着主用户密度的增加,对主用户冲突概率来说,性能差距会减小。对于低密度的主用户网络,由于 SO-DSM 能够保证主用户接收机受到较低水平的干扰,所以 SO-DSM 比 MG-DSM 表现更为出色,但是随着主用户密度的增加, MG-DSM 会表现得略好一些。使用 SO-DSM, 认知无线电用户将平均占据更少的子频段(即更低的平均值),这是映射形成的缺陷。然而,较高的子频段分配分布函数方差表明认知无线电用户能够成功地构建临时的组织。

在文献[47]中得出这样的结论:采用 SO-DSM 方案, 认知无线电收发器将更加鲁棒,并能够提供更可靠的通信链路。通过提取主用户通信模式并形成一个临时的子频带组织, 认知无线电用户将较少地遭受由主用户造成的链路中断,同时也能够减少自身对主用户的干扰。因此, SO-DSM 以牺牲一点频谱效率为代价,换来冲突和中断概率的大幅降低。然而,对于网络具有高密度主用户和高次用户这种极端情况, SO-DSM 的频谱效率仅比 MG-DSM 略高,但冲突和中断的概率仍然大大降低。

3.3 发射功率控制

认知无线电必须具备快速有效地填补频谱空洞的内在能力。换句话说, 认知无线电必须是一种具有灵活的频谱塑造能力的频率敏捷无线电。OFDM 方案可以提供认知无线电所需的灵活性,因此是认知无线电的一个很好的候选方案^[30,107,149,151]。可以在认知无线网络中引入 OFDM,

将主用户未使用的频带划分为若干个可被认知无线电系统使用的子频段。为了使主用户和次用户之间的相互干扰较低,可以使用自适应发射滤波器来防止次用户使用主用户正在使用的一组子载波。此外,OFDM解调器中的FFT模块(如图3-4)可以用于谱分析^[149]。本节描述的TPC算法是基于文献[66]中提出的方法所得到的。

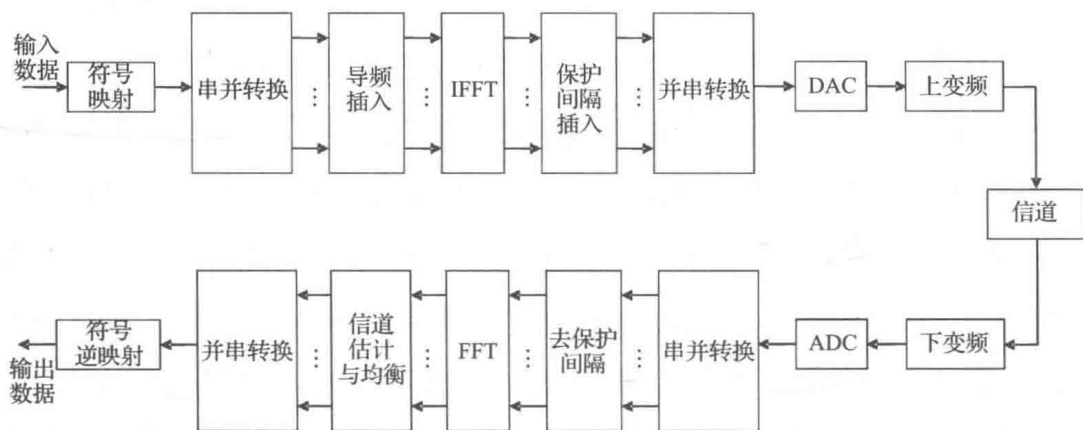


图 3-4 OFDM 收发器框图(来源: Setoodeh 和 Haykin(2009)^[66]。经 IEEE 许可复制)

OFDM 是一种多载波方案,其中宽带信号转换为一些窄带信号。然后用密集的正交子载波同时传输这些窄带数据段。事实上,频率选择性衰落信道被划分为若干窄带平坦衰落子信道。相较于单载波传输,OFDM 有很多优点^[152,156]:

- 通过同时使用多个密集的正交子载波来提高频谱使用效率。
- OFDM 波形首先在频域上建立,然后再转换到时域,从而实现灵活的带宽分配。
- 在不同的 OFDM 符号上实现信息的交织,可以增强鲁棒性,用以对抗由于平坦衰落和噪声引起的信息丢失。
- 虽然子载波的频谱尾部互相重叠,但是在每个子载波的中心频率上,所有其他子载波都为零。从理论上讲,这样可以防止载波间干扰(ICI)。然而,时间和频率的同步对 ICI 的预防以及正确的解

调都至关重要，同步是物理层设计的一个主要挑战^[157]。

- 由于窄带信号比宽带信号具有更长的符号持续时间，因此 OFDM 需要关注由无线信道多径延迟引起的码间干扰 (ISI)。但是，在 OFDM 符号之间引入了比信道脉冲响应时间更长的保护时间间隔来消除 ISI，保护时间间隔为每个传输的 OFDM 符号提供了足够长的时间来实现相当程度的衰减^[154]。
- 由于只有较低的 ISI，所以在接收机端仅需要较低复杂度的均衡，因此接收机的结构就变得很简单。

总之，与单载波传输方案相比，频率分集使 OFDM 能够提供更高的数据速率；能够更灵活地控制波形特征；以及对信道噪声和衰落具有更高的鲁棒性。

OFDM 另一个吸引人的特点是其低复杂度实现。低复杂度是基于这样一个假设来达到的：子载波是一组完全同步的正交频率，它们由发射机中的快速傅里叶逆变换 (IFFT) 模块生成，并由接收机的 FFT 模块进行分离。如前所述，OFDM 解调器中的 FFT 模块也可以用于谱分析。

鉴于 OFDM 的诸多优点，长期演进 (LTE) 第四代 (4G) 蜂窝网络引入 OFDM 作为调制技术。此外，LTE 系统所选择的多址接入策略是正交频分复用多址接入 (OFDMA)^[158]。滤波器组多载波 (FBMC) 方案作为一种替代方法，用一组滤波器分离子载波。因此，它与异步操作兼容。换句话说，FBMC 对同步差错具有鲁棒性。然而，不像部署 MIMO-OFDM 那样直接，MIMO-FBMC 的部署是很复杂的^[159]。OFDM 的另一个弱点是其可能存在高峰均功率比 (PAPR)。为了限制 PAPR，单载波调制 (SCM) 方案再次引起人们的关注。SCM 技术重新获得关注在很大程度上应归功于频域均衡技术，它能够解决曾经困扰 SMC 的复杂度的问题^[160]。

为了获得更高的频谱效率,对第五代(5G)蜂窝通信来说,上述调制方案中似乎没有一个会是最终赢家。因此,研究人员可能不得不寻求一种具有可调波形参数的自适应调制方案^[161]。就这点而言,必须特别关注空中接口虚拟化和云无线接入网络技术^[161-162]。

一般来说,如果一个主用户的子频段可以划分为整数个认知无线电用户的子载波,那么认知无线电用户可以使用这个子频段。利用基于OFDM的调制方案,带宽分配可以看作是子载波分配的问题^[154]。那么资源管理问题就可能包括子载波分配和功率控制。如果认知无线电用户和主用户使用一组相同的子载波,那么他们必须是同步的。在这种情况下,同步需求对OFDM来说将是一个挑战。

虽然信道带宽的可用性依赖于主用户的通信模式,但是认知无线电用户对自己的发射功率具有完全的控制权。换句话说,在这两种主要资源中,功率是可以被认知无线电用户操控的变量。如果一个子载波的发射功率为零,那么它就没有被分配给认知无线电用户使用。因此,资源分配问题可以简化为子载波分配和对所分配的子载波组的发射功率控制的问题,我们可以将其看作是一个分布式控制问题。具有合理计算复杂度的可扩展的去中心化算法自然是首选。

在认知无线网络中,无线电通信信道在不同的收发器之间共享,每个用户的行为都会影响相邻用户的性能,然而他们之间争夺有限的资源。在任何时候,新用户可能加入网络,或者老用户可能离开网络。此外,主用户可能开始或停止通信,因此,他们可能以随机的方式占用或释放一些频段。与每个用户功率向量的实时变化相比较(可以认为它是在连续时间内变化的),所有这些事件都可以被看作是离散事件。由此可见,认知无线电的问题是连续动态性和离散事件的混合。换句话说,如文献[163-164]中所描述,认知无线网络是一种混合动态系统。

反馈信道自然会在控制回路中引入一些延迟,有些用户可能会使用不准确或超时的干扰测量结果来更新其发射功率。他们还可能以不同的频率更新他们的发射功率。因此,在实际情况下,资源分配算法必须以分布式异步方式实现^[165,168]。

在具有有限资源竞争的多主体环境中,例如认知无线网络,所有主体(用户)的行为都通过可用的资源耦合在一起。因此,为资源分配问题找到全局最优解在计算上难以实现,并且非常耗时。此外,这样的优化需要在不同用户之间进行大量的信息交换,这将会占用宝贵的资源。在一个高度动态的环境中,用户和资源都可以自由地来来去去,找到一个可以快速获得的、尚好的或刚刚好的解(即次优解)是唯一可行的目标。否则,频谱空洞可能会在其能够用于通信前就已经消失。在这种情况下,均衡的概念非常重要^[169]。因此,博弈论在通信网络领域引起众多研究者的关注,这一点就不足为奇了。在研究博弈论在无线通信系统和认知无线网络中应用的文献中,[170,174]更值关注。

正如前面所提到的,在博弈论中,纳什均衡是一个非常重要的概念。这个均衡点是一种任何一个主体都不愿单方面背离的解。换句话说,相较于其他用户策略来说,在纳什均衡点上,每个用户选择的策略都是“最佳响应”^[68,74,75]。考虑到一般通信网络的高度时变性本质,尤其是在认知无线网络中,纳什均衡解是一个合理的候选方案,尽管从频谱效率角度来看它可能并不总是最佳解^[175]。

以上的讨论说明,分布式部署、低复杂度、快速收敛到次优解等几个关键属性,为选择和设计认知无线电资源分配算法提供了直观的、令人满意的框架。正是基于[30,66,107]中的框架,人们提出了 IWFA,作为在认知无线网络资源分配中寻找纳什均衡解的较好的候选方案。

考虑到若干收发器共存的情况,必须对每个子载波的每个用户的发射功率施加一组约束,以限制其产生干扰。在文献[176]中,为了保证

所有用户在低功率下传输,且不引起较高的干扰,在每个子载波中对每个用户的发射功率都有一个固定的限值。然而,从频谱效率的角度来看,这种方法可能过于保守,特别是当子频段并不拥挤的时候。文献[67, 177]提出用全局的、灵活的约束取代单个的、严格的约束。我们可以采用主用户接收机的峰值平均干扰容限来限制认知无线电用户的发射功率。在主用户的接收机上执行峰值平均干扰容限的测量,测量结果发送到次用户的发射机上。这种方法需要主用户和次用户之间进行信息交换,并且这种方法可以在涉及定价的市场模型频谱共享机制中使用。文献[66]使用由 FCC 提出的容许干扰功率水平限制(即干扰温度限制)作为局部的、灵活的约束。在文献[66]所提出的方法中,每个用户的接收机测量每个子载波的干扰功率水平,并通过反馈信道将结果发送给相应的发射机。发射机以一种不违反容许干扰功率水平限制的方式调整发射功率向量。在接下来的讨论中, IWFA 因其低复杂性、快速收敛性、分布式特性和凸性成为认知无线网络资源分配的潜在的优秀的候选方案。

3.3.1 用注水原理阐释信息容量定理

容量指信道传递信息的能力,它与信道的噪声特性有关。香农容量定理^[178]定义了在有噪声的通信信道上,无差错传输速率的基本约束。信道的信息容量定义为:在满足功率约束条件的所有输入的分布中,信道输入与信道输出之间的互信息量的最大值^[179-180]。

然而,容量是在噪声信道上实现可靠通信的理论上的极限传输速率。在实践中,根据可接受的差错概率,信道容量与由实际编码和调制方案实现的信息传输速率之间有一定差距,称为信噪比(SNR)差距 Γ ,在理论容量上这个值是零^[181]。

在带宽为 $B\text{Hz}$ 的连续信道中,存在功率谱密度为 $N_0/2$ 的加性高斯

白噪声干扰，干扰限制在带宽 B 内，该信道信息容量可表示如下，

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 B} \right) \quad (3.80)$$

其中 P 为平均发射功率。上述公式揭示了三个关键参数之间的相互作用关系：信道带宽、平均发射功率和噪声功率谱密度。信息容量 C 与信道带宽 B 的关系是线性的，然而，信息容量与 SNR 和 $P/N_0 B$ 是呈对数关系的。因此，在给定噪声方差的情况下，通过扩展信道带宽来提高通信信道的信息容量，要比通过增加发射功率来提高通信信道的信息容量更容易^[180]。

在认知无线网络中，通信信道经常在多对儿发射机接收机之间共享，而每对儿发射机接收机之间的信息交换会干扰其他发射机接收机对儿之间的通信。这样的信道称为干扰信道^[182]。即使在最简单的情况下，我们也无法了解干扰信道的容量。所有用户可实现的所有可能的数据速率集合称为速率域。速率求和表达式是一个非凸函数，为不同用户找到保证速率和达到全局最大值的最优功率分配方案，是一个 NP-hard 问题^[183-184]。

我们不解决全局优化问题，取而代之的是将这个问题看作一种非合作博弈，并寻求其次优解^[181]。相互竞争的用户试图分配他们在信道中的发射功率，令其高于噪声水平，低于由容许干扰功率水平所决定的常数值(图 3-5)，从而贪婪地最大化他们的数据速率。由于功率分配的过程与水在容器中分布的方式相同，从这个意义上将其称为注水阐释^[180]。

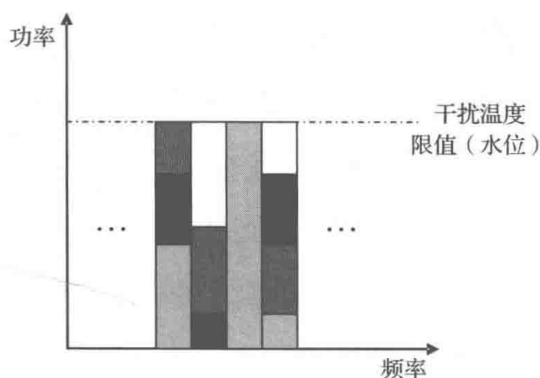


图 3-5 用注水原理阐释信息容量定理

3.3.2 迭代注水算法(IWFA)

文献[185]将求解数字用户线(DSL)博弈的纳什均衡解转换为非线性互补问题(NCP)。在 NCP 中, 向量 $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n$ 应满足,

$$\mathbf{x} \geq 0, \quad \mathbf{F}(\mathbf{x}) \geq 0, \quad \mathbf{x}^T \mathbf{F}(\mathbf{x}) \geq 0 \quad (3.81)$$

其中, \mathbf{F} 是从 \mathbb{R}^n 到 \mathbb{R}^n 的非线性映射。如果对于具有合适维度的矩阵 \mathbf{M} 和向量 \mathbf{q} , 都有 $\mathbf{F} = \mathbf{M}\mathbf{x} + \mathbf{q}$, 那么该问题将是一个线性互补问题(LCP)^[186]。文献[187]将 DSL 博弈问题转化为 LCP。将 IWFA 转化为 NCP 和 LCP, 为深入分析和解决该问题提供了非常有趣的思路, 例如在一定干扰增益条件下可以实现算法的线性收敛。此外, 还获得了保证算法收敛到唯一纳什均衡点的干扰增益条件^[167, 168, 187, 188]。然而, 该算法也有一些缺点:

- 它是次优的。
- 它对那些试图利用动态变化或有限资源的聪明的自私用户是不具备防御能力的。

此外, 考虑到认知无线电环境的动态特性以及从一个循环到下一个循环的变化速度, 当前发射功率值可能无法为下一次迭代过程提供一个较好的初始点。在这种情况下, 从新的可行集中随机选择初始点开始执行迭代过程会更好一些。

在下文中, 通过 IWFA 框架分析认知无线网络的资源配置问题。预测模型可以帮助处理频谱空洞的出现和消失问题。用户数量和用户移动性不可避免地发生变化, 算法鲁棒性则用于解决与之相关的问题。

为了继续研究发射功率控制问题, 假设在我们感兴趣的区域有 n 个活动的认知无线电发射机接收机对儿, 在 OFDM 框架中有 m 个可用于通信的子载波。令 PS 表示由子载波构成的子集, 该子集包含被主用户使用

的子载波，还包含一些相邻的子载波，这些子载波作为保护带不能分配给认知无线电用户使用。由于提高频谱效率是认知无线电的主要目标，因此，每个用户选择数据速率作为效用函数，并将其最大化。具体来说，用户 i 需要解决以下优化问题：

$$\begin{aligned}
 \max_{\mathbf{p}^i} \quad & f^i(\mathbf{p}^1, \dots, \mathbf{p}^n) = \sum_{k=1}^m \log_2 \left(1 + \frac{p_k^i}{I_k^i} \right) \\
 \text{s. t. :} \quad & \sum_{k=1}^m p_k^i \leq p_{\max}^i \\
 & p_k^i + I_k^i \leq \text{CAP}_k, \forall k \notin \text{PS} \\
 & p_k^i = 0, \forall k \in \text{PS} \\
 & p_k^i \geq 0
 \end{aligned} \tag{3.82}$$

该公式称为速率自适应注水算法。其中，注水的概念应归功于信息论^[179]。 p_k^i 表示用户 i 在子载波 k 上的发射功率。其他用户的发射对用户 i 在子载波 k 上造成的噪声加干扰可表示为

$$I_k^i = \sigma_k^i + \sum_{j \neq i} \alpha_k^{ij} p_k^j \tag{3.83}$$

由于认知无线电是以接收机为中心的， I_k^i 由接收机 i 测量。正参数 σ_k^i 是用户 i 的接收机在子载波 k 上接收到的归一化背景噪声功率。非负参数 α_k^{ij} 是在子载波 k 上，从发射机 j 到接收机 i 的归一化干扰增益，且 $\alpha_k^{ii} = 1$ 。同时， α_k^{ij} 与 $(d_{ii}/d_{ij})^r$ 成正比，其中 d_{ij} 是发射机 j 到接收机 i 的距离。因此，在一般情况下 $\alpha_k^{ij} \neq \alpha_k^{ji}$ 。如果与网络中其他活动的发射机相比，用户 i 的接收机更接近于自己的发射机，那么 $\alpha_k^{ij} \leq 1$ 。 p_{\max}^i 是用户 i 的最大功率， CAP_k 是子载波 k 上允许的最大干扰。第一个约束条件是用户 i 在所有子载波上的总发射功率不应超过它的最大功率（即功率预算）。第二个约束条件是在每个子载波上，由所有认知无线电用户造成的干扰应小

于该子载波允许的最大干扰值,从而保证服务质量在可接受水平之上。

注水算法以去中心化的方式实现。为了解决式(3.82)的优化问题,用户 i 不需要知道对于 $\forall j \neq i$, p_k^j 的值。式(3.83)定义的 I_k^i 是由用户 i 的接收机测得的,而不是通过计算得到的,因此不需要在用户之间进行信息交换。用户甚至不需要知道网络中其他用户的数量。因此,改变网络中用户的数量并不会影响到每个用户应解决的优化问题的复杂性。因此,没有任何可扩展的问题^[66]。式(3.82)所描述的注水博弈是一种具有耦合约束的凹博弈,其均衡点总是存在^[189]。

用户 i 试图解决的优化问题的可行集 \mathcal{K}^i 依赖于其他用户的决策 \mathbf{p}^{-i} 。实际上,整个博弈的联合可行集 \mathcal{K} 不具备 Cartesian 结构(即 $\mathcal{K} \subset \prod_{i=1}^n \mathcal{K}^i$)。因此,根据文献[190-191]所描述的意义,这个均衡问题可以称为广义纳什均衡。这种具有约束条件的 n 个局中人的非合作博弈也可以解释为具有外部效应的经济模型^[192]。不管怎样,通过去中心化的资源分配方法达到的纳什均衡可能不是帕累托最优的。因此,这种均衡可能远不是一个最优解,要想获得最优解可以采用有中心的方法^[193]。换句话说,在非合作博弈中,公地悲剧等现象通常会导致无效的均衡^[194]。

为了提高在异构无线网络中所达到的均衡的质量,文献[195]提出了以网络为中心的(即有中心的)和以终端为中心的(即去中心化的)无线资源管理方案相结合的混合方案。为解决均衡效率低下的问题,还有一些可选方案被提出,例如联盟博弈^[196]和定价^[197]。

根据博弈论文献中的定义,当用功率向量 \mathbf{p}^i 表示用户 i 的行动时,其他 $n-1$ 个用户的联合行动可表示为 \mathbf{p}^{-i} 。用户可以采纳三种主要的调整方案 \mathcal{S} 来更新他们的行动^[76]:

(i) 迭代注水^[188,198,199]: 用户以给定的顺序更新他们的行动:

$$\mathbf{p}^{-i}(\mathcal{S}_i) = [\mathbf{p}^1(t+1), \dots, \mathbf{p}^{i-1}(t+1), \mathbf{p}^{i+1}(t), \dots, \mathbf{p}^n(t)] \quad (3.84)$$

(ii) 同步迭代注水^[167]：用户根据其他用户最近的行动，同步更新自己的行动：

$$\mathbf{p}^{-i}(\mathcal{J}_t) = \mathbf{p}^{-i}(t) \quad (3.85)$$

(iii) 异步迭代注水^[168]：它是调整方案的一个特例，用户 i 经过随机时延，从用户 j 那里接收到更新信息：

$$\mathbf{p}^{-i}(\mathcal{J}_t) = [\mathbf{p}^1(\tau_t^{i,1}), \dots, \mathbf{p}^{i-1}(\tau_t^{i,i-1}), \mathbf{p}^{i+1}(\tau_t^{i,i+1}), \dots, \mathbf{p}^n(\tau_t^{i,n})] \quad (3.86)$$

其中 $\tau_t^{i,j}$ 是一个整数值随机变量，且满足

$$\max(0, t-d) \leq \tau_t^{i,j} \leq t+1 \quad j \neq i \quad i, j \in \mathbb{N} \quad (3.87)$$

式(3.87)意味着时延不超过 d 个时间单位。

由于在认知无线网络中缺乏中心调度，并且很难保证不同用户之间的同步，因此，异步调整方案比其他两种方案更加适用。

3.3.3 将 IWFA 描述为在系统不确定性条件下的多级优化问题

由于认知无线网络是一种混合动态系统，在事件空间和状态空间上都定义了相应的策略。因此，每个用户需要根据事件和状态，分别在两个阶段解决相应的优化问题。

- **基于事件的优化**：一组状态转换称为事件。事件决定了状态空间的维数。当主用户停止通信时，他们会释放子频段，该子频段可以被认知无线电用户使用。这个事件增加了次用户所要解决的优化问题的维度。另一方面，当主用户开始通信时，他们占用了子频段。这个事件减少了次用户所要解决的优化问题的维度。每个用户的动态频谱管理器选择一组适当的信道进行通信。为每个用

户找到最优的信道集，等价于图论中著名的图着色问题^[46]。文献[200]提出了一种全新的自组织频谱管理方案，该方案采用了赫布型学习^[48,132]方法，并以去中心化的方式解决了这个优化问题。通过这种方式，认知无线电用户将能获知主用户的通信模式，并建立一个预测模型，根据预测模型来决定发射功率控制器的控制水平。在不同事件发生的时间间隔内，每个用户的状态维度保持不变，并且用户执行基于状态的优化来寻求最优发射功率向量。

- **基于状态的优化：**在可用频谱空洞保持固定的时间间隔内，认知无线电环境仍然具有动态性，次用户一直在移动，他们可以离开网络，且新用户也可以随机加入网络。由于这些活动的发生，目标函数中的干扰加噪声项(3.83)和优化问题(3.82)的第二个约束条件集都是时变的。因此，IWFA假设了在不确定情况下优化问题的形式。如1.8节和1.9节所述，对于由其他认知无线电用户加入和离开以及他们的移动性所导致的不确定性，可以采用随机和鲁棒优化的方法来处理。在讨论了这两种方法的优缺点之后，我们得出这样的结论，鲁棒优化是一种更合理的方法。因此，接下来我们讨论这个方法。

3.3.4 鲁棒 IWFA

由于存在各种造成不确定性的因素，因此噪声加干扰项是标称项 \bar{I} 和扰动项 ΔI 两项之和，如下

$$I_k^i = \bar{I}_k^i + \Delta I_k^i \quad (3.88)$$

下文给出了优化问题(3.82)的随机版本和鲁棒版本的目标函数。

如果对不确定项 ΔI 的概率分布有很好的认知，IWFA问题(3.82)就可以表示成具有如下目标函数的随机优化问题：

$$\max_{p^i} \left[E_{\Delta I^i} \sum_{k=1}^n \log_2 \left(1 + \frac{p_k^i}{\bar{I}_k^i + \Delta I_k^i} \right) \right] \quad (3.89)$$

其中 E 代表统计期望算子, 并且

$$\Delta I^i = [\Delta I_1^i, \dots, \Delta I_m^i]^T \quad (3.90)$$

根据文献[201]所述, IWFA 所表示的鲁棒博弈是一个极大极小问题。在这个问题中, 每个用户都试图最大化自己的效用, 而环境和其他用户试图最小化该用户的效用^[77,93]。文献[202]研究了 DSL 的最坏干扰场景。考虑一个椭圆的不确定性因素集, IWFA 问题(3.82)可描述为以下鲁棒优化问题。

$$\begin{aligned} & \max_{p^i} \left[\min_{\|\Delta I^i\| \leq \epsilon} \sum_{k=1}^m \log_2 \left(1 + \frac{p_k^i}{\bar{I}_k^i + \Delta I_k^i} \right) \right] \\ & \text{s. t. : } \sum_{k=1}^n p_k^i \leq p_{\max}^i \\ & \max_{\|\Delta I^i\| \leq \epsilon} (p_k^i + \bar{I}_k^i + \Delta I_k^i) \leq \text{CAP}_k, \forall k \notin \text{PS} \\ & p_k^i = 0, \forall k \in \text{PS} \\ & p_k^i \geq 0 \end{aligned} \quad (3.91)$$

较大的 ϵ 意味着存在较大的扰动。但是, 第二个约束条件集可以保证, 考虑到的不确定性因素集中的任何扰动, 都不会造成干扰功率超过允许干扰功率水平。

3.3.5 实现鲁棒性的代价

除牺牲保守性外, 实现鲁棒性还需要付出其他代价。虽然 IWFA 问题(3.82)是一个凸优化问题, 但是扰动项 ΔI 出现在鲁棒 IWFA 问题

(3.91) 目标函数的信干噪比(SINR)的分母中,使其成为一个非凸优化问题。文献[203]中提出了一种鲁棒优化技术,用于求解非凸的和基于仿真的优化问题。文中提出的方法基于这样一个假设:成本、约束条件以及它们的梯度值都是已知的。所需的值甚至可以由数值仿真子程序提供。它直接作用于目标函数的表面,因此不为该问题假设任何特殊的结构。在此方法中,分两步解决鲁棒优化问题,反复应用这两个步骤,以达到更好的鲁棒决策。

- 邻域搜索:该算法通过获取给定决策的邻域的成本表面来评估决策的最坏结果。
- 鲁棒的本地移动:该算法排除了高成本的邻域,选择了一个具有较低最坏结果估计成本的决策进行更新。因此,为了平衡不良结果而调整决策。

使鲁棒优化问题(3.91)的约束条件线性化,尤其是涉及扰动项的第二个约束条件,提高了算法的效率。

3.3.6 鲁棒 IWFA 与经典 IWFA

现在所呈现的仿真结果为本节所述理论提供了支撑。假设认知无线电收发器随机分布于我们关心的区域,且满足均匀分布(如图3-6)。这一假设在直觉上是令人满意的。类似于文献[185, 187],从区间 $(0, 1/(n-1))$ 中随机选择归一化干扰增益 α_k^j ,使其小于 $1/(n-1)$ 且满足均匀分布,为的是保证子载波矩阵严格对角占优。因此,相应的矩阵 \mathbf{M} 将是 Hurwitz 矩

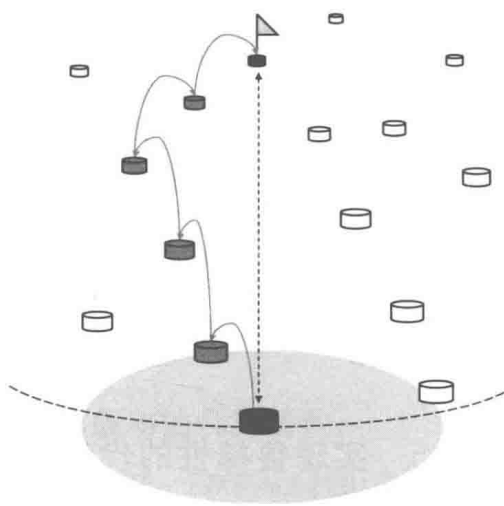


图 3-6 源节点到目的节点间的多跳通信路径

阵。假设环境噪声服从零均值高斯分布，并且每个用户在每个子载波上接收的噪声方差在区间 $(0, 0.1/(n-1))$ 上服从均匀分布。随机选择功率预算 p_{\max}^i 在区间 $(m/2, m)$ 上也服从均匀分布。对在控制回路中考虑时变延迟的场景，随机选择延迟时间。如图 3-7 所示，用户的移动性部分或完全改变了通信路径，从而改变了干扰增益和矩阵 \mathbf{M} 。当新用户加入网络或老用户离开网络时，同样的情况也会发生。

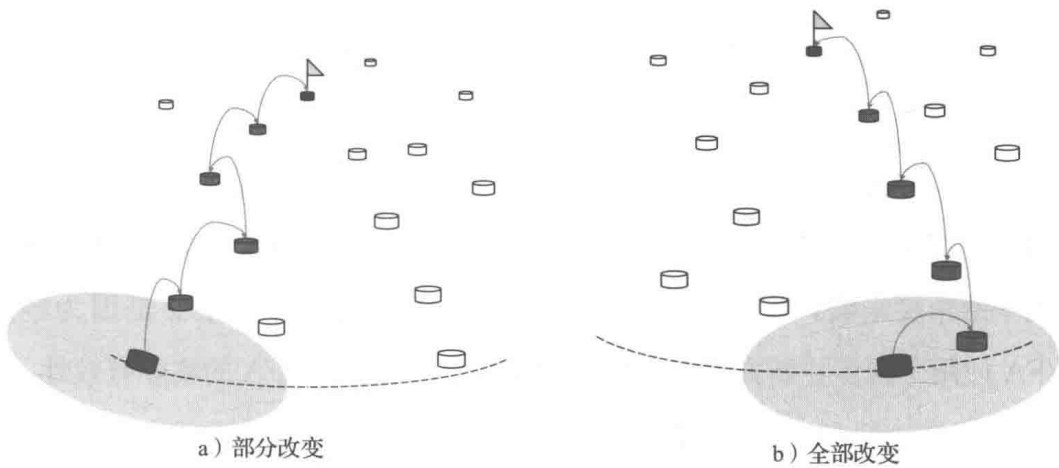


图 3-7 用户移动性对通信路径的影响(与图 3-6 所示路径相比较)

网络配置中的随机可变性

我们之前已经讨论过，在认知无线网络中，利用经典的 IWFA 和它的鲁棒版本来解决发射功率控制问题。在认知无线网络中，当一个频谱空洞消失时，用户可能不得不寻找其他频谱空洞或增加他在其他频谱空洞上的发射功率，这将增加干扰。此外，当新用户加入网络时，网络中的当前用户会遭受更多的干扰。因此，新用户的加入或频谱空洞的消失使干扰情况变差。此外，由于用户具有移动性，用户之间的交叉干扰也是时变的。两个典型但极端的场景结果显示，在处理上述问题的过程中，鲁棒的 IWFA(3.91) 优于经典的 IWFA(3.82)。

第一个场景中的网络有 $n=5$ 个节点和 $m=2$ 个可用子载波，所有用户

都使用前一个时间点的干扰测量值，在同一时间内更新他们的发射功率。正如前面所提到的，当要保证网络足够简单时，异步调整方案是最现实的。但是，在这里采用同步调整实现一些极端案例，它强调了鲁棒 IWFA 的实际有效性以及它相较于经典 IWFA 的优越性。在第四个时间点，两个新用户加入网络增加了干扰功率等级。在不同的时间间隔内，考虑到用户的移动性，干扰增益也会随机改变。图 3-8 和图 3-9 分别给出了典型 IWFA 和鲁棒 IWFA 下，三个用户(用户 1、4 和 7)在两个不同子载波上的发射功率。在第二个子载波中，经典 IWFA 不能达到均衡。所选用户达到的数据速率也在图中显示出来。同时，画出了网络总数据速率与时间的关系图，这是频谱效率的度量。尽管经典 IWFA 达到的平均总速率与鲁棒 IWFA 达到的平均总速率相近，但前者是波动的，并且在某些时刻数据速率非常低，这表明从频谱利用率的角度来看，它不是有效率的通信。虽然这种波动主要是因为经典 IWFA 使用了同步更新方案，但同时它也突出了鲁棒 IWFA 的实际有效性。

在第二个场景中，考虑网络有 $n=5$ 个节点和 $m=4$ 个可用子载波的情况。同样在第四个时间点，两个用户加入网络，但是在第八个时间点，第三个子载波不再可用(即一个频谱空洞消失)。图 3-10 和图 3-11 给出了仿真结果，再次表明了鲁棒 IWFA 的优越性。对于经典 IWFA，在第三个子载波消失后，第四个子载波上的功率立即开始波动。随后，我们随机改变干扰增益，在其他子载波上也观察到了相同的行为。与鲁棒 IWFA 相反，经典 IWFA 无法达到均衡。

时延

如前所述，离散的反馈在发射功率控制回路中引入了时变延迟，这导致不同的用户基于过期的统计数据更新其发射功率。例如，当网络配置和因此出现的干扰模式发生变化时，一些用户会在一定时延后收到相关信息。如果对子载波的干扰增加，而发射机没有立即被告知，它将不会降低其发射功率。所以在接收到对前向信道的干扰的最新统计数据之

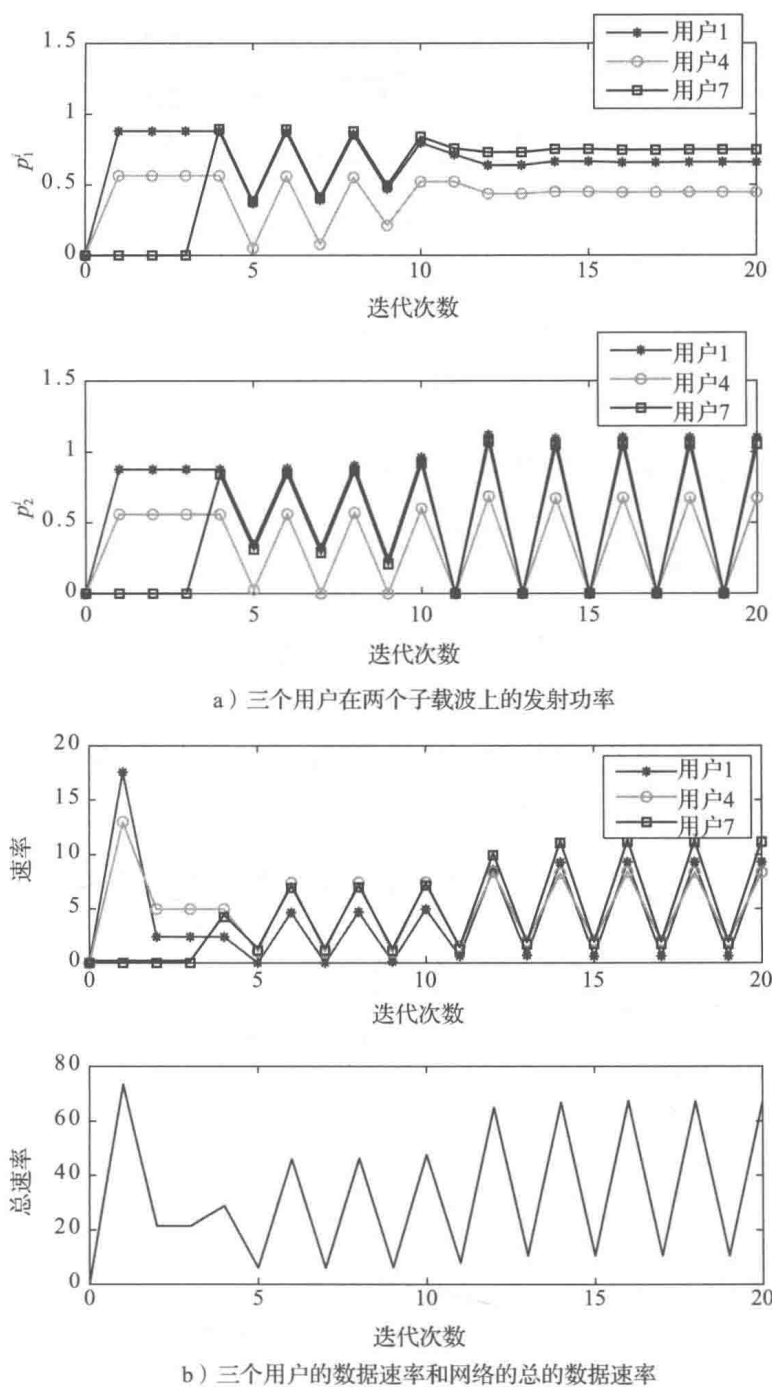


图 3-8 同步 IWFA 的资源分配结果，当两个新用户加入一个已有五个用户的网络时，用户的移动性使干扰增益随机改变(来源：Setoodeh 和 Haykin(2009)^[66]。经 IEEE 许可复制)

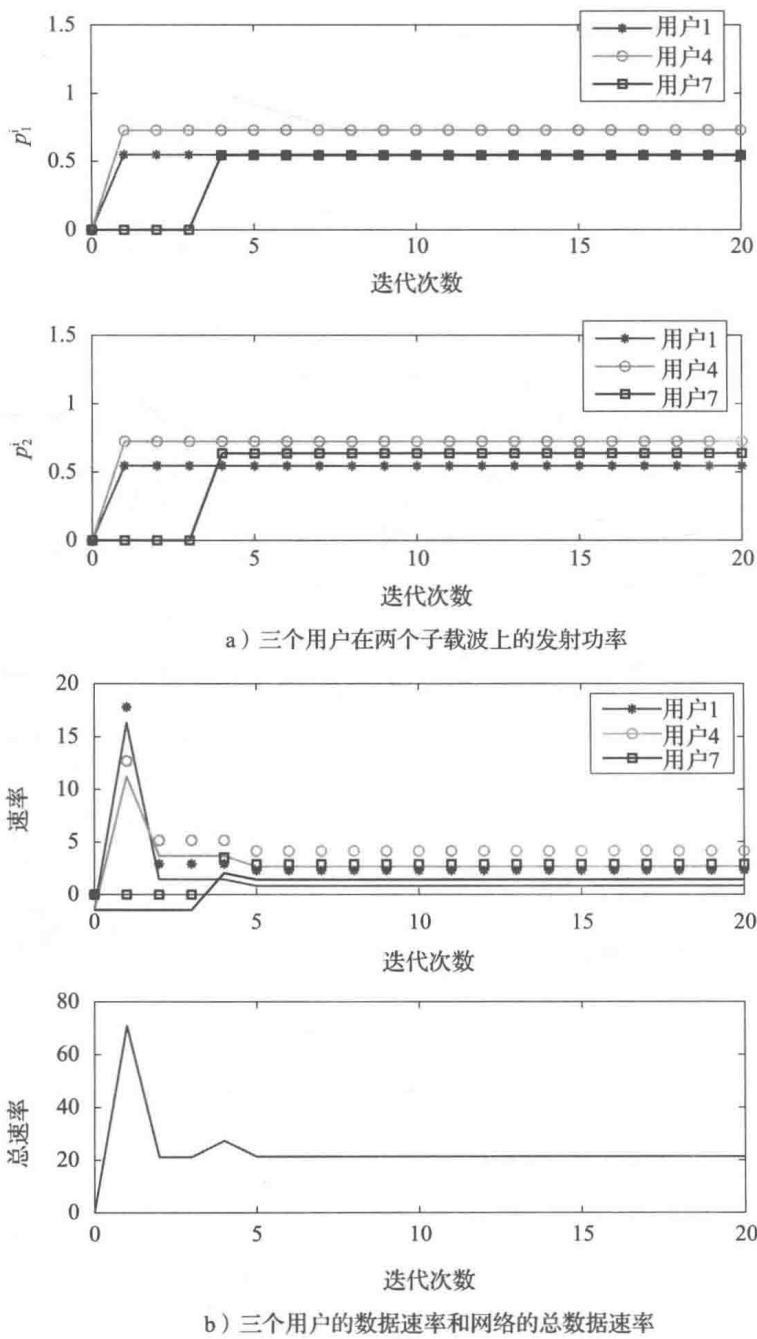
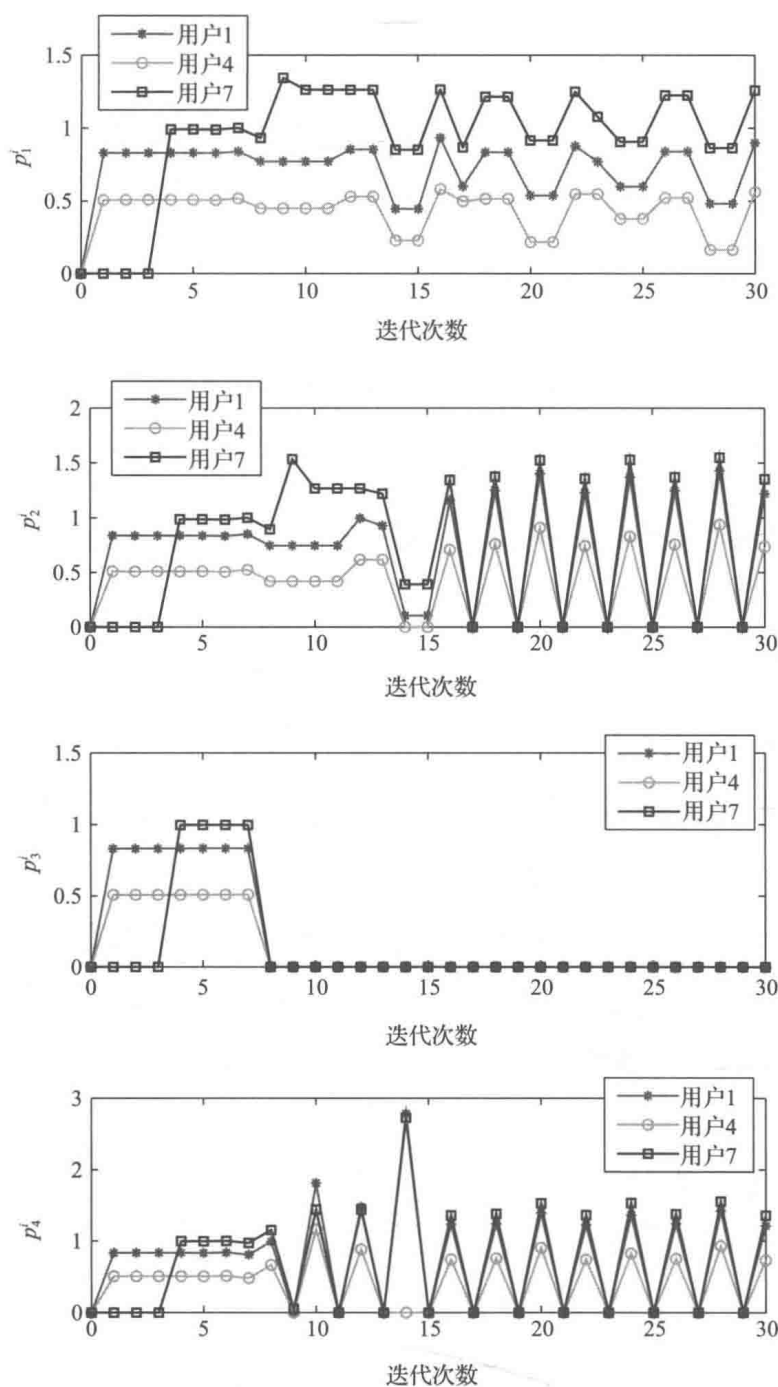
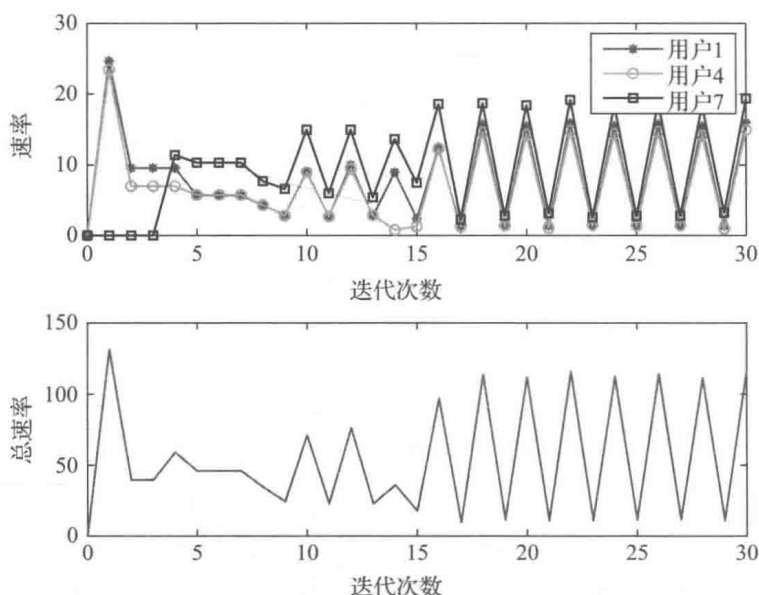


图 3-9 同步鲁棒 IWFA 的资源分配结果，当两个新用户加入一个已有五个用户的网络时，用户的移动性使干扰增益随机改变（来源：Setoodeh 和 Haykin(2009)^[66]。经 IEEE 许可复制）



a) 三个用户在四个子载波上的发射功率

图 3-10 同步 IWFA 的资源分配结果, 当两个新用户加入一个已有五个用户的网络时, 一个子载波消失, 用户的移动性使干扰增益随机改变(来源: Setoodeh 和 Haykin(2009)^[66]。经 IEEE 许可复制)

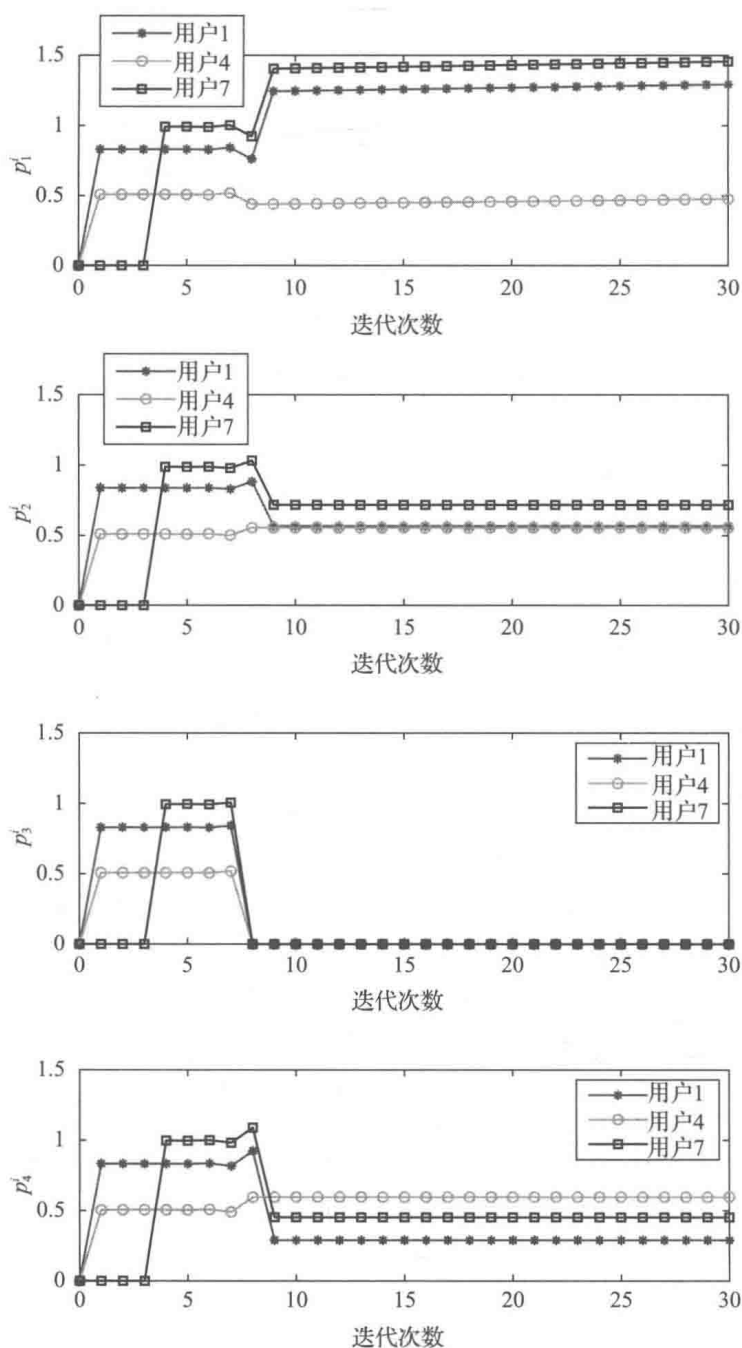


b) 三个用户的数据速率和网络的总数据速率

图 3-10 (续)

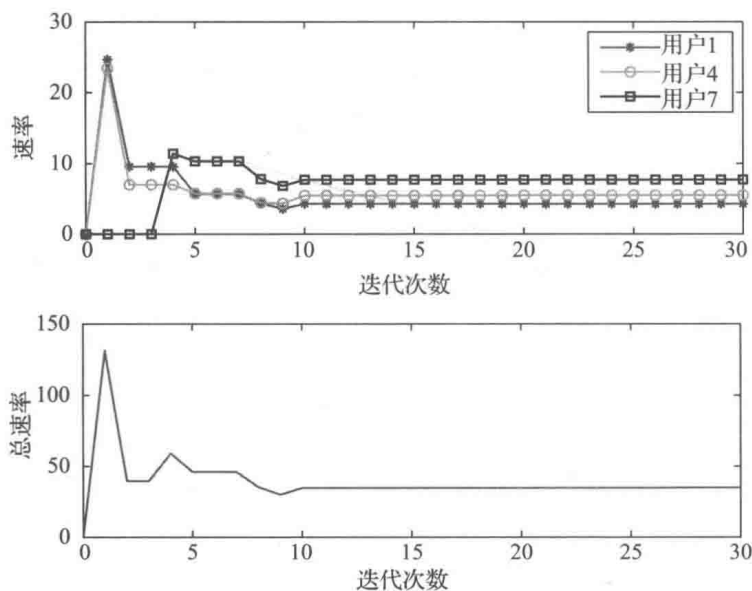
前,可能会暂时超出允许的干扰功率水平。类似地,这种情况可能发生在一些以较低速度更新其发射功率的用户身上。在第三个场景中,一个新用户加入已有三个用户的网络,他们正在竞争使用两个子载波。每个用户的发射机接收到具有时变延迟的干扰加噪声的统计值。图 3-12a 显示了每个用户的反馈信道引入的随机时变延迟。图 3-12b 和 c 分别绘出了在典型 IWFA 和鲁棒 IWFA 下,每个用户接收机在第二个子载波上的发射功率和干扰加噪声的总和。虚线表示允许的干扰功率水平限值。虽然经典 IWFA 不如鲁棒 IWFA 那么保守,但它并没有像鲁棒 IWFA 那样成功地阻止了功率超过允许的干扰功率水平限值。当用户以不同的频率更新其发射功率时,也会得到类似的结果。

我们设计这些小规模问题并得到一些典型的结果,用以比较典型 IWFA 和鲁棒 IWFA 的性能。在某些极端情况下,由于出现了频谱空洞和用户出现与消失等离散事件, IWFA 无法达到均衡解,计算结果在随后的时间点中振荡,特别是在我们使用同步更新方案的时候。这证明在一个如认知无线网络这样的混合动态系统中,切换发生在不同的子系



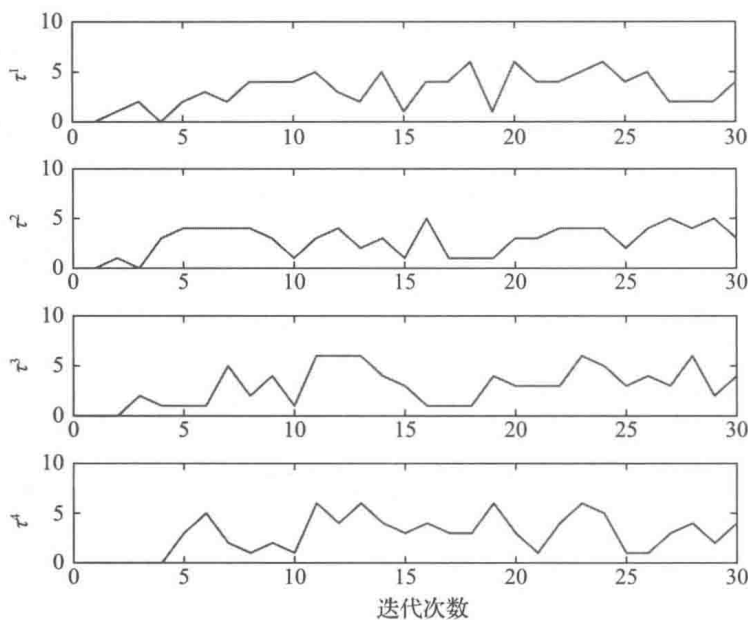
a) 三个用户在四个子载波上的发射功率

图 3-11 同步鲁棒 IWFA 的资源分配结果, 当两个新用户加入一个已有五个用户的网络时, 一个子载波消失, 用户的移动性使干扰增益随机改变(来源: Setoodeh 和 Haykin(2009)^[66]。经 IEEE 许可复制)



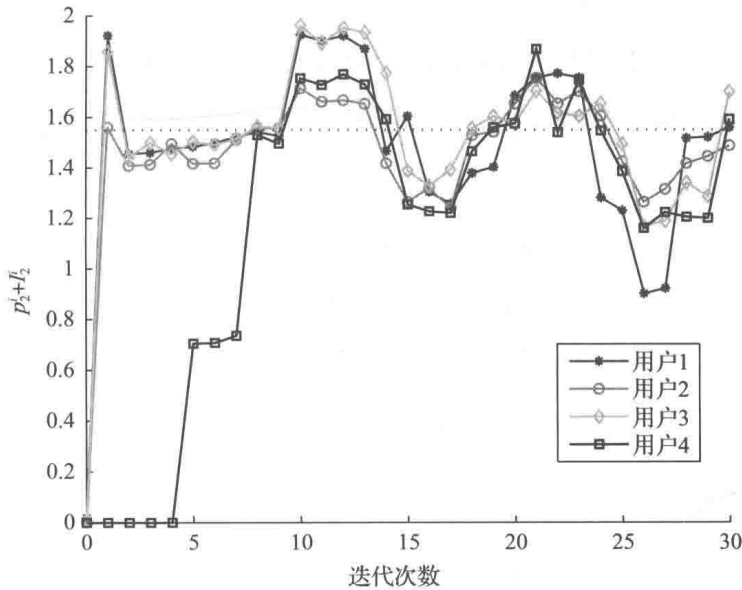
b) 三个用户的数据速率和网络的数据速率

图 3-11 (续)

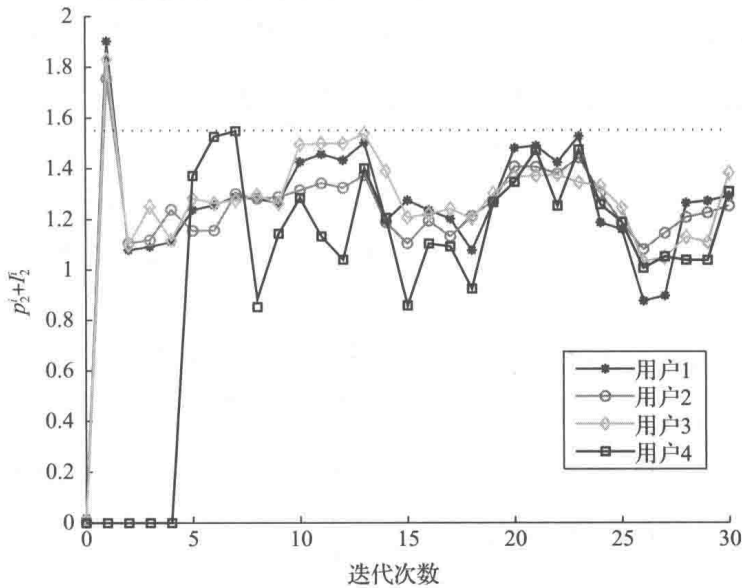


a) 由每个用户反馈信道引入的时变延迟

图 3-12 IWFA 资源分配结果, 当干扰增益随时间随机变化, 用户使用过时的信息对他们的发射功率进行更新(来源: Setoodeh 和 Haykin (2009)^[66]。经 IEEE 许可复制)



b) 经典IWFA下，四个用户可达到的发射功率和干扰加噪声的总和。虚线代表允许的干扰功率水平限值



c) 鲁棒IWFA下，四个用户可达到的发射功率和干扰加噪声的总和。虚线代表允许的干扰功率水平限值

图 3-12 (续)

统间，即使所有的子系统都是稳定的，整个系统也可能因为子系统间的切换而变得不稳定。本文所提出的案例中，鲁棒 IWFA 能够达到一个均衡解。同时，当一些用户以较低的频率或者使用过时的信息更新他们的

发射功率时,鲁棒 IWFA 可以防止超越允许的干扰功率水平限值。经典 IWFA 虽然获得了更高的数据率,却缺乏这种能力。

总而言之,仿真结果比较了典型 IWFA 与鲁棒 IWFA 的性能。为了分析研究,我们考虑了简单的场景。结果表明,在认知无线电环境中处理不同的实际问题时,鲁棒 IWFA 通过降低可达到的数据速率来实现可靠的性能,它优于经典 IWFA。如前所述,IWFA 对不遵守规则的恶意用户的防御能力较弱,这些恶意用户在干扰水平较高时,也不会降低其发射功率。这样的用户可以发掘有限的资源,并能够比行为良好的用户获得更高的数据速率。实际上,恶意用户可能会像干扰器一样给网络带来与频谱空洞消失相同的影响。因此,其他用户的功率向量可能会产生波动,网络可能无法达到均衡。文献[204]给出了干扰器出现时发射功率的波动结果,以及由此带来的数据速率相似的波动结果。在这种情况下,鲁棒 IWFA 使行为良好的用户能够以可能较低的数据速率达到均衡。

3.4 信息价值

许多研究人员已经探讨了在无线通信中有限反馈或有限速率反馈可以发挥的关键作用^[205-206]。在无线通信系统中引入有限反馈使信道能够自适应调制信号,发射机能够考虑到信道状况以避免干扰,从而大大提高了性能。认知无线电收发器采用闭环控制系统的形式,使用反馈信道有两个目的:首先,建立发射机与接收机之间的通信信道;然后,根据信道状况自适应调制信号。因此,可用频谱空洞的信息比前向信道的状态信息具有更高优先级,因为认知无线电用户的操作完全依赖于前者。然而,在决策过程中必须考虑收集和处理信息的成本。

在经典理论中,香农的著名信息论最初用来从数学的角度公式化地表达信号通过通信信道的传输^[207]。该理论给出了信息总量的定量测度,

它仅依赖于我们所研究的通信信道的概率结构。信息论已经有很广泛的应用,不仅仅局限于数据传输和数据压缩。

从控制或决策的角度来看,我们必须考虑不确定性的概率特性及其对决策者造成的(经济)影响,而只处理结果的概率性的理论可能无法完全描述对于决策者来说不确定性的的重要性。在信息处理的计算资源分配中,信息的价值至关重要^[208]。

因此,有必要对信息进行功能性定义。控制信息的概念定义如下^[209]:

控制信息是在有明确目标的(控制论的)过程中,控制物质或能量的获取、配置和利用的能力(专有技术)。

鉴于信息收集的成本以及在计算时间和计算能力方面的限制,可以将有限的信息带宽应用于认知无线电系统中,这与传统无线通信系统中有限反馈的思想相类似。这样,在制定决策和采取行动的过程中,除了可以采用贝尔曼动态规划公式中标准价值函数的形式,还可以采用信息函数的形式来分析信息成本或所需的信息带宽^[210]。这一思路为认知无线电的信息论分析铺平了道路。

3.5 小结

认知无线电收发器是围绕感知行动循环建立起来的,其感知部分和执行部分相互分离。接收机中的无线场景分析器扮演感知部分的角色,动态频谱管理器和发射功率控制器共同扮演执行部分的角色。记忆在动态频谱管理器中起到关键作用,增加记忆将显著提高其性能。扫描电磁频谱消耗时间、能量和计算资源。通过将感知注意力聚焦于频谱的特定部分来解决这个问题。因此,在设计认知无线电收发器时,我们已经考虑了 Fuster 的认知模式的四个要素。

认知无线网络

为商品的生产、分配和消费以及提供服务而开发的基础设施被称为供应链^[18]。参与各方都是决策者，他们根据自己的兴趣以某种方式最大化利益并最小化风险。因此，去中心化决策是供应链的内在特征。在供应链中，决策者之间的相互作用必须保证产品或服务的可持续流动。同时，消费者必须对他们为某一特定产品或服务支付的价格感到满意。在认知无线网络的背景下，我们可以做出如下声明：

供应链是一个动态行为受到竞争和合作影响的复杂系统。

实际上，研究供应链需要一种基于全系统和网络的整体方法。本章以文献[37]中提出的框架为基础进行研究。

4.1 将认知无线网络看作频谱供应链网络

如前言所述，在某一特定区域，可以将主用户无线电世界和认知无线电世界的结合看作频谱供应链网络。在这个网络中，频谱资源所有者和次用户分别扮演着频谱供应商和消费者的角色^[59]。图 4-1 描述了典型的频谱供应链网络，在该网络中有 S 个次用户、 L 个频谱资源所有者，每个频谱资源所有者拥有包含 $M_\ell (\ell=1, \dots, L)$ 个信道的子频段，并为一定数量的主用户提供服务。图 4-1 所示的频谱供应链为认知无线网络整体的全系统建模和分析提供了框架。每个信道与所有次用户之间都有

连接，这表明一个给定的信道可以被所有的次用户使用。这些信道可以被看作 OFDM 中的子载波。

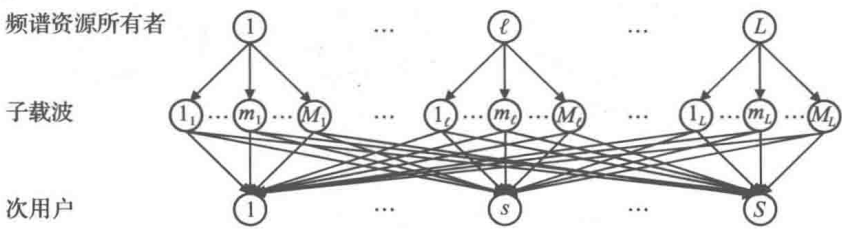


图 4-1 具有两层结构的频谱供应链网络的基本形式：频谱资源所有者和次用户。在网络的每一层，同层节点之间进行非合作博弈。在市场驱动机制中，频谱资源所有者之间相互竞争，通过租赁他们未得到充分利用的子频段来获得更多的利益。同时，次用户之间也相互竞争，从而在非授权频段中获得更好的份额，以及在需要的情况下以较低的价格获得授权频段中的份额。在开放获取机制中，次用户之间只进行一种博弈，从而在免授权频段和频谱资源所有者空闲的授权频段中获得更好的份额（来源：Haykin 和 Setoodeh(2015)^[37]。经 IEEE 许可复制）

在开放获取机制中，次用户之间进行博弈为的是在可用资源中获得更好的份额。由于次用户为获得有限的资源而相互竞争，所以他们的感知-行动循环对其生存来说起着至关重要的作用。在这里，次用户通过频谱空洞进行间接交互，频谱空洞的可用性取决于主用户的活动模式^[66,211]。因此，图 4-1 适用于认知无线电网络的开放获取机制。

另一方面，在市场驱动机制中，频谱供应链的组成部分可能还包含另一组决策者，即经纪人^[212]。为此，将图 4-1 扩展为图 4-2 所示的三层结构。在这里，三种不同的博弈在每一层中的同层决策者之间进行，同层决策者之间相互竞争，同时也与其他层的决策者进行交互^[59]。在任意一种机制中，频谱供应链网络中大量的异构元素通过有限资源间接相互作用，使认知无线网络成为一个复杂的动态系统或系统的系统^[211]。此外，网络的动态行为源于间接通信现象，其本质定义如下^[213]：

环境的改变影响了间接通信模式。

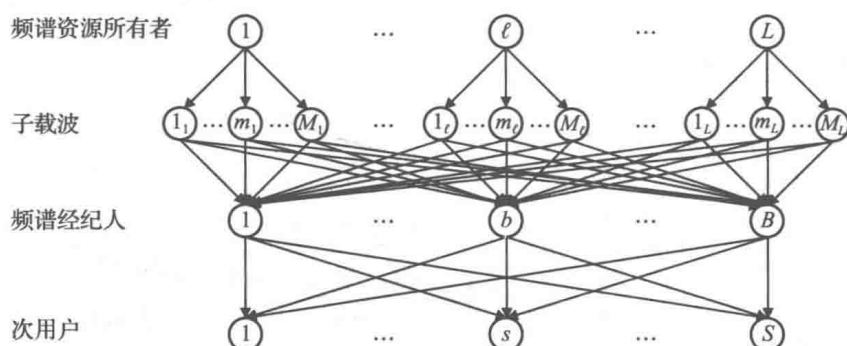


图 4-2 在市场驱动机制中，具有三层结构的扩展的频谱供应链网络：频谱资源所有者、频谱经纪人和次用户。在网络的每一层，同层节点之间进行非合作博弈。频谱资源所有者相互竞争，通过租赁他们未得到充分利用的子频段来获得更多的利益。频谱经纪人之间相互竞争，通过以较低的价格从频谱资源所有者处购买未被充分利用的授权频段的使用权，并以较高的价格将其卖给次用户使用，从而最大化频谱经纪人自身的收益。而次用户之间相互竞争，从非授权频段中获得更好的份额，并且在需要时以较低的价格获得授权频段中的份额（来源：Haykin 和 Setoodeh(2015)^[37]。经 IEEE 许可复制）

在这种环境下，同一层的不同决策者之间或不同层的决策者之间不同程度的耦合会影响他们所选择的策略。策略的改变会影响决策者之间的交互，并改变他们之间的耦合程度。换句话说，上行和下行的因果关系在网络中起着重要作用，并导致积极或消极的突发性行为^[211]。

如文献[214]所述，对于突发性行为，有两种不同的观点：

- (i) 在精神哲学中，突发性行为指看似不能复归的现象。
- (ii) 在认知科学中，突发性行为指没有明确规划的现象。

然而，这两种观点有很多共同点。复杂系统或网络的行为是由其子系统或组成部分的行为以及它们之间的相互作用所决定的。通常，这种相互作用太重要了，不能忽视。因此，简化论者的观点可以解释系统组成部分的行为，但无法解释整个系统的行为。这也就意味着上述两种观点都强调了这样一个事实：整个系统的行为比它的组成部分的单独行为更重

要，这在直观上是令人满意的。然而，第一种观点认为，由于相互作用的存在，全局行为不能简化为局部行为。第二种观点认为，相互作用将导致在组成部分中没有明确规划的全局行为的出现。这就是为什么说这种简化的或没有明确规划的行为是突发的。

由于网络的全局行为不能简化为不同组成部分的局部行为，因此，采用一种方法构建一个对网络行为提供全局描述的动态模型是至关重要的。为了研究网络的全局行为，在具有成百上千个节点的大型去中心化无线网络上进行实验是不现实的。因此，更加凸显了分析方法的重要性^[79]。这样的动态模型使我们能够预测未来，并基于我们获得的知识设计未来行为以提高网络的鲁棒性，防止潜在的干扰^[211]。

认知无线网络是由一组相互作用的子系统(即认知无线电用户)和主用户行为组成的复杂的动态系统，这些主用户行为决定了次用户可用的子频段。因此，认知无线网络中主用户的作用可以理解为高层网络控制器，它决定哪些资源可以被认知无线电用户使用。同时，每个认知无线电用户使用的资源分配算法决定了在可用资源中该用户的份额。资源分配算法发挥着局部控制器的作用，它以去中心化的方式控制相应的子系统。因此，这两个无线世界之间的关系就像房东与租客之间的关系，频谱在其中扮演着财产的角色。鉴于这种关系，可将图 4-3 所示的认知无线网络看作文献[215]中描述的去中心化的分层控制结构。

图 4-3 所示的层次结构令人回想起了 Stackelberg 博弈。在这种博弈中，局中人的角色是不对称的，能够指定他们所采取的策略的强大的局中人被称为首领。其他被称为追随者的局中人必须对首领的决策做出理性的反应。这种分层的决策过程导致了分层均衡解这个概念的出现^[76]。从图 4-1 中可以明显看出，频谱资源所有者及其主用户能够将他们的策略强加于次用户之上。因此，实际上，在 Stackelberg 博弈中，首领和追随

者的关系与我们在频谱供应链网络中所做的房东和租户的类比非常相似。有文献已将蜂窝网络^[216]和认知无线网络^[63]的发射功率分配问题阐述为一个两层的 Stackelberg 博弈问题。与图 4-2 类似，我们也可以将决策过程扩展为具有多个首领和追随者的多层次结构^[76]。

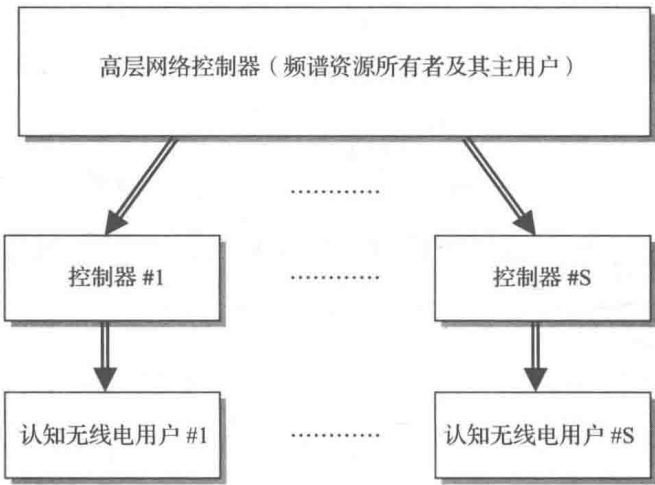


图 4-3 认知无线网络中的去中心化分层控制结构。根据主用户的通信活动，授权频段被占用或被释放。这些活动是离散事件，可以解释为高层网络控制器的行为。另一方面，次用户采用的资源分配算法可以看作局部控制器。这些局部控制器是二级控制器，以分层的方式进行信道分配和发射功率调整（来源：Haykin 和 Setoodeh(2015)^[37]。经 IEEE 许可复制）

由于网络的总体行为是连续时间动态事件和离散事件的结合，我们可以将其称为混合动态系统(HDS)^[66]。当主用户停止通信时，它们会释放子频段；当主用户开始通信时，它们会占用子频段。因此，主用户的活动决定了频谱空洞的出现和消失，这些都是离散事件。我们将这些活动解释为高层网络控制器的行为(如图 4-3)。另一方面，我们发现，次用户根据他所使用的资源分配算法(即图 4-3 中认知无线电的局部控制器)进行发射功率调整的行为是连续的。网络状态向量由认知无线电用户的连续发射功率向量及其随时间的变化组成，代表着连续时间动态性。应该

注意的是，高层网络控制器的行为是离散事件，但局部控制器的行为是连续的，它们分别与网络的慢速和快速动态性相关，这样的场景会导致两个时间尺度的行为^[211]。

因此，资源分配问题应该分两个阶段来解决，这两个阶段分别与离散事件和连续状态相关。换言之，图 4-3 中的局部控制器本身就是二级控制器^[217-218]，它包括一个场地级控制器和一个监管级控制器。在控制结构中，后者的等级比前者要高。相应的二级控制方案如图 4-4 所示。监管级控制器实际上是一个基于事件的控制器，它应对频谱空洞的出现和消失。如果无线电场景分析器检测到可用频谱空洞的状态发生变化，那么它就会通知监管级控制器。在这种情况下，监管级控制器选择一组新的可用信道，并要求重新配置发射机，以使发射参数适应所选的信道集。在认知无线电的感知-行动循环(图 1-1)中，动态谱管理器起到监管级控制器

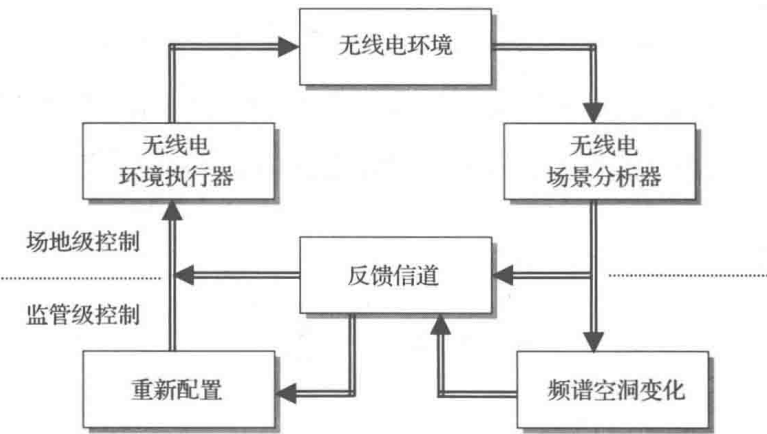


图 4-4 认知无线电二级控制方案。该控制器是一种分层混合系统。在控制层次中，监管级控制器比场地级控制器具有更高级别。监管级控制器是一个事件触发控制器，它根据主用户的通信模式来选择信道，主用户的通信模式导致频谱空洞出现和消失。在认知无线电中，动态谱管理器扮演着监管级控制器的角色。另一方面，场地级控制器是一个连续的基于状态的控制，它可以在所选的信道集上调整发射功率。在认知无线电中，发射功率控制器扮演着场地控制器的角色(来源：Haykin 和 Setoodeh (2015)^[37]。经 IEEE 许可复制)

的作用。另一方面,场地级控制器是一种基于状态的控制器,它根据无线电环境中的干扰水平,对由监管级控制器选择的可用通道集上的发射功率进行调整。在认知无线电的感知-行动循环(图 1-1)中,发射功率控制器起到场地级控制器的作用。

认知无线电可以为外部世界(即认知无线电环境)建立一个内部模型,用于预测特定子频段的可用性、可用性持续时间及其近似干扰水平。这些信息对在动态的无线环境中提供无缝通信至关重要。监管级和场地级控制器都将受益于预测模型,预测模型决定了未来规划的控制范围。

4.2 开放获取式认知无线网络

在开放获取机制下,认知无线网络中的资源分配问题可以看作收发器的一种非合作博弈^[37]。若要详细分析,假设在我们所关心的区域中有 n 个活动的认知无线电对儿,以及 m 个可用于通信的 OFDM 子载波。然后,用户 i 试着去解决式(3.82)中的优化问题,为了便于描述将其重述如下:

$$\begin{aligned} \max_{p^i} \quad & f^i(p^1, \dots, p^n) = \sum_{k=1}^m \log_2 \left(1 + \frac{p_k^i}{I_k^i} \right) \\ \text{满足:} \quad & \sum_{k=1}^m p_k^i \leq p_{\max}^i \\ & p_k^i + I_k^i \leq \text{CAP}_k, \forall k \notin \text{PS} \\ & p_k^i = 0, \forall k \in \text{PS} \\ & p_k^i \geq 0 \end{aligned} \tag{4.1}$$

为此,我们为所有用户合并相应的变量,如下所示:

$$\mathbf{p} = [\mathbf{p}^i]_{i=1}^n = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} p_1^1 \\ \vdots \\ p_m^1 \end{bmatrix} \\ \vdots \\ \begin{bmatrix} p_1^n \\ \vdots \\ p_m^n \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

$$\boldsymbol{\sigma} = [\boldsymbol{\sigma}^i]_{i=1}^n = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_1^1 \\ \vdots \\ \sigma_m^1 \end{bmatrix} \\ \vdots \\ \begin{bmatrix} \sigma_1^n \\ \vdots \\ \sigma_m^n \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

和

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \mathbf{M}^{11} & \cdots & \mathbf{M}^{1n} \\ \vdots & & \vdots \\ \mathbf{M}^{n1} & \cdots & \mathbf{M}^{nn} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

其中,

$$\mathbf{M}^{ij} = \begin{bmatrix} \alpha_1^{ij} & \cdots & 0 \\ \vdots & & \vdots \\ 0 & \cdots & \alpha_m^{ij} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

联合可行集 \mathcal{K} 的特征和仿射映射, 即

$$F(p) = \sigma + Mp \quad (4.6)$$

揭示了大量关于网络的行为。更准确地说,注水博弈可以转化为一个仿射变分不等式(AVI)问题 $VI(\mathcal{H}, \sigma + Mp)$ 或 $AVI(\mathcal{H}, \sigma, M)$ [66,67,187]。换句话说,如果对于 $\forall p \in \mathcal{H}$, 向量 $p^* \in \mathcal{H}$ 满足条件:

$$(p - p^*)^T (\sigma + Mp^*) \geq 0 \quad (4.7)$$

那么,在这个条件下, p^* 是一个非合作博弈的均衡点(证明过程参考附录 A)。如果可行集具有 Cartesian 结构 [192], 反之也成立。图 4-5 给出了变分不等式的几何解释。

$VI(\mathcal{H}, \sigma + Mp)$ 表示的 AVI 问题可以理解为一个鲁棒优化问题,其中向量 p 具有不确定性,我们仅知道 p 属于 \mathcal{H} [219]。在下文中,我们可以看到,将注水博弈转化为 AVI 有助于对认知无线网络进行不均衡行为的研究和稳定性分析。

虽然网络的组成部分在复杂的和大规模的网络中可能保持不变,但是网络的一般行为会随着时间的推移发生巨大的变化。特别是,如果通信链路的信干噪比(SINR)在相当长的时间内降低到一个特定的阈值以下,那么发射机和接收机之间的链路就将丢失。因此,除了前面讨论的均衡资源分配之外,网络的暂态行为也值得关注 [220]。因此,通过提供关于系统不均衡行为信息的方法,来研究动态框架中的均衡状态是至关重要的,这个问题是下面一小节的重点 [66]。

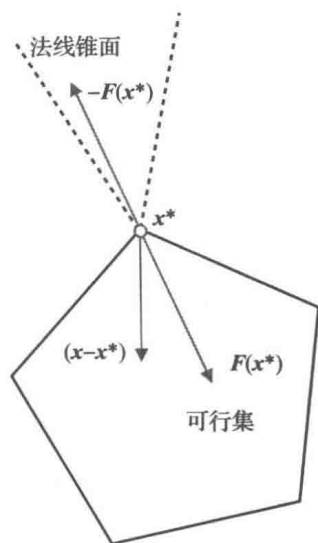


图 4-5 变分不等式的几何解释。对于可行集中的所有 x , 当 x^* 满足不等式 $(x - x^*)^T F(x^*) \geq 0$ 时, x^* 表示 x 的均衡点 (来源: Haykin 和 Setoodeh(2015) [37]。经 IEEE 许可复制)

4.2.1 网络动态性

使用预测动态系统(PDS)理论为网络推导出动态模型,其稳定点将是网络的均衡点^[221]。这样的模型允许我们分析网络在达到均衡之前,或在不同均衡点之间转换时的行为。

定理(均衡点): 假设 \mathcal{K} 是一个凸多面体,那么 $\text{PDS}(\mathcal{K}, \mathbf{F})$ 的均衡点与 $\text{VI}(\mathcal{K}, \mathbf{F})$ 的解一致^[221]。

关于仿射映射 $\mathbf{F}(\mathbf{p}) = \boldsymbol{\sigma} + \mathbf{M}\mathbf{p}$, 下述 $\text{PDS}(\mathcal{K}, \boldsymbol{\sigma} + \mathbf{M}\mathbf{p})$ 的稳定点,即

$$\dot{\mathbf{p}} = \Pi_{\mathcal{K}}(\mathbf{p}, -\mathbf{F}(\mathbf{p})) \quad (4.8)$$

$$\mathbf{p}(t_0) = \mathbf{p}_0 \in \mathcal{K} \quad (4.9)$$

与式(4.7)的 $\text{VI}(\mathcal{K}, \boldsymbol{\sigma} + \mathbf{M}\mathbf{p})$ 问题的解一致。这个 PDS 为竞争系统提供了一个动态模型,竞争系统的均衡行为由 VI 来描述。与预测算子 $\Pi_{\mathcal{K}}(\mathbf{p}, -\mathbf{F}(\mathbf{p}))$ 一致, \mathcal{K} 内部的点投射到其自身, \mathcal{K} 外部的点投射到 \mathcal{K} 边界上最近的点。

更准确地说,我们回忆 $\mathbf{p} \in \mathcal{K}$ 的内法线集的定义^[221]:

$$S(\mathbf{p}) = \{\boldsymbol{\gamma}: \|\boldsymbol{\gamma}\| = 1, \langle \boldsymbol{\gamma}, \mathbf{p} - \mathbf{y} \rangle \leq 0, \forall \mathbf{y} \in \mathcal{K}\} \quad (4.10)$$

当 $\mathbf{p}(t)$ 在可行集内部时,式(4.8)的预测算子为

$$\Pi_{\mathcal{K}}(\mathbf{p}, -\mathbf{F}(\mathbf{p})) = -\mathbf{F}(\mathbf{p}) \quad (4.11)$$

如果 $\mathbf{p}(t)$ 达到可行集的边界,那么可得

$$\Pi_{\mathcal{K}}(\mathbf{p}, -\mathbf{F}(\mathbf{p})) = -\mathbf{F}(\mathbf{p}) + z(\mathbf{p})s^*(\mathbf{p}) \quad (4.12)$$

其中

$$s^*(\mathbf{p}) = \underset{s \in S(\mathbf{p})}{\operatorname{argmax}} \langle -\mathbf{F}(\mathbf{p}), -s \rangle \quad (4.13)$$

和

$$z(\mathbf{p}) = \max(0, \langle -\mathbf{F}(\mathbf{p}), -\mathbf{s}^*(\mathbf{p}) \rangle) \quad (4.14)$$

从式(4.11)和式(4.12)，我们可以清楚地看到

$$\|\Pi_{\mathcal{X}}(\mathbf{p}, -\mathbf{F}(\mathbf{p}))\| \leq \|-\mathbf{F}(\mathbf{p})\| \quad (4.15)$$

图 4-6 阐明了预测算子在二维空间中的作用。

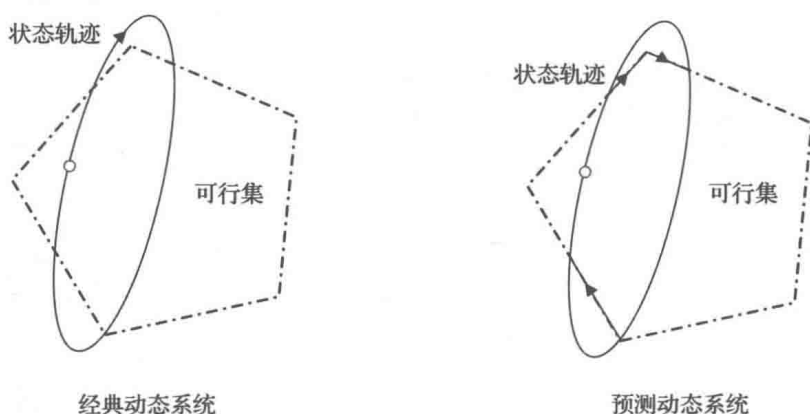


图 4-6 预测动态系统的几何解释。在一个预测动态系统中，状态轨迹被限制在预测算子的可行集中。由于预测算子的作用，这种系统的状态方程右端不连续（来源：Haykin 和 Setoodeh (2015)^[37]。经 IEEE 许可复制）

PDS 的基本理论允许我们在动态模型中研究均衡问题，这使我们不仅能够研究网络的瞬态行为，还能对其进行预测。当且仅当从给定的初始点出发仅有唯一一条路径时，均衡问题的相关动态模型才是可实现的，这提示我们应当引入以下内容：

定理(轨迹唯一性)：如果 \mathbf{F} 是初值问题

$$\dot{\mathbf{p}} = \Pi_{\mathcal{X}}(\mathbf{p}, -\mathbf{F}(\mathbf{p})) \quad (4.16)$$

其中

$$\mathbf{p}(t_0) = \mathbf{p}_0 \in \mathcal{K} \quad (4.17)$$

是利普希茨连续的, 那么对于任何 $\mathbf{p}_0 \in \mathcal{K}$, 上面的初值问题都有一个唯一解 $\mathbf{p}(t)$ 。

因此, 仿射映射 $\mathbf{F}(\mathbf{p}) = (\boldsymbol{\sigma} + \mathbf{M}\mathbf{p})$ 的利普希茨连续性保证了初值问题式(4.8)和式(4.9)的解的唯一性^[221]。对于仿射映射 $\mathbf{F}(\mathbf{p}) = (\boldsymbol{\sigma} + \mathbf{M}\mathbf{p})$, 我们有

$$\|\mathbf{F}(\mathbf{x}) - \mathbf{F}(\mathbf{y})\| = \|\mathbf{M}(\mathbf{x} - \mathbf{y})\| \quad (4.18)$$

根据矩阵范数的乘法性质^[222], 对于式(4.18)的右边, 我们可以写出下面这个不等式:

$$\|\mathbf{M}(\mathbf{x} - \mathbf{y})\| \leq \|\mathbf{M}\| \cdot \|\mathbf{x} - \mathbf{y}\| \quad (4.19)$$

另外, 对于欧几里得范数, 我们有^[222]

$$\bar{\sigma}(\mathbf{M}) \leq \|\mathbf{M}\| \leq \sqrt{mn} \bar{\sigma}(\mathbf{M}) \quad (4.20)$$

其中 $\bar{\sigma}(\mathbf{M})$ 是 \mathbf{M} 的最大奇异值。因此, 基于式(4.18)~式(4.20), 我们可以写出

$$\|\mathbf{F}(\mathbf{x}) - \mathbf{F}(\mathbf{y})\| \leq \sqrt{mn} \bar{\sigma}(\mathbf{M}) \|\mathbf{x} - \mathbf{y}\| \quad (4.21)$$

干扰信道是一种多输入多输出(MIMO)动态系统, 它具有状态转移矩阵 \mathbf{M} 。其中, 每个发射机在每个子载波上的发射信号是输入, 每个接收机在每个子载波上的接收信号是输出。在 MIMO 系统中, 任何输入方向的最大增益(放大)等于状态转移矩阵的最大奇异值^[222]。通信信道使所有方向的发射信号衰减, 因此, 利普希茨连续性确实是一个有效的假设。因此, 从给定的初始点出发有唯一的解的路径, 且将动态模型与均衡问

题联系起来是有意义的。

相应映射的单调性为深入研究均衡解的特性和网络的稳定性提供了思路。我们从[221]和[94]中回顾了单调性和单调吸引子的正式定义，它提示我们引入以下定义，体现四种不同类型的单调性。

定义(单调性): 映射 $F: \mathcal{K} \subseteq \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ 可以称作是:

(a) 在 \mathcal{K} 上单调的, 如果

$$(F(x) - F(y))^T(x - y) \geq 0, \quad \forall x, y \in \mathcal{K} \quad (4.22)$$

(b) 在 \mathcal{K} 上严格单调的, 如果

$$(F(x) - F(y))^T(x - y) > 0, \quad \forall x, y \in \mathcal{K}, x \neq y \quad (4.23)$$

(c) 在 \mathcal{K} 上 ξ -单调的, 对于某一 $\xi > 1$, 如果存在常数 $c > 0$ 使得

$$(F(x) - F(y))^T(x - y) \geq c \|x - y\|^\xi, \quad \forall x, y \in \mathcal{K} \quad (4.24)$$

(d) 在 \mathcal{K} 上强单调的, 如果存在常数 $c > 0$ 使得

$$(F(x) - F(y))^T(x - y) \geq c \|x - y\|^2, \quad \forall x, y \in \mathcal{K} \quad (4.25)$$

F 在 \mathcal{K} 上强单调也就是 F 在 \mathcal{K} 上是 2-单调的。

F 具备强单调性意味着它也具备严格单调性, F 具备严格单调性意味着 F 也具备单调性, 反之则不为真^[94]。

定义(单调吸引子): 令 \mathcal{K} 为希尔伯特空间的一个闭凸子集^[223], 那么我们有以下两点:

(a) 点 $x^* \in \mathcal{K}$ 是系统的单调吸引子, 如果存在一个 x^* 的邻域 V , 对于任何从邻域 V 出发的解 $x(t)$, 都有距离 $d(t) = \|x(t) - x^*(t)\|$ 是 t 的非递增函数。

(b) 如果距离 $d(t)$ 是递减的, 点 $x^* \in \mathcal{K}$ 是一个严格单调吸引子。

下面的定理给出了 VI 问题在什么样的条件下存在唯一的均衡解^[94]。

定理(VI 解的存在性和唯一性): 令 $\mathcal{K} \subseteq \mathbb{R}^n$ 是闭凸的, 且 $F: \mathcal{K} \subseteq \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ 是连续的。

(a) 如果 F 在 \mathcal{K} 上是严格单调的, 那么 $VI(\mathcal{K}, F)$ 至多只有一个解。

(b) 如果对某一 $\xi > 1$, F 在 \mathcal{K} 上是 ξ -单调的, 那么 $VI(\mathcal{K}, F)$ 有唯一解。

因此, 如果 $\sigma + Mp$ 是严格单调的, 那么 $VI(\mathcal{K}, \sigma + Mp)$ 至多只有一个解; 如果 $\sigma + Mp$ 对某一 $\xi > 1$ 是 ξ 单调的, 那么 $VI(\mathcal{K}, \sigma + Mp)$ 有唯一解 p^* ^[66]。 p^* 的局部唯一性不足以保证扰动的 AVI 的可解性, 但对于灵敏度分析很重要, 因为每个 VI 问题的唯一解都是 VI 附近所有解的吸引子^[94]。或者, 我们可以基于相应的 PDS 来研究这个问题。因此, 下面我们对文献[221]中关于相应的 PDS 的稳定性定理进行回顾。

定理(PDS 均衡特性): 假设 x^* 是 $VI(\mathcal{K}, F)$ 的解。

(a) 如果映射 F 在 x^* 上是严格单调的, 那么 x^* 对 $PDS(\mathcal{K}, F)$ 来说是一个严格单调吸引子。

(b) 如果映射 F 在 x^* 上对于某一 $\xi > 2$ 是 ξ -单调的, 那么 x^* 是一个有限时间吸引子。

(c) 如果映射 F 在 x^* 上是强单调的, 那么 x^* 是指数式稳定的。

我们说仿射映射 $Mp + \sigma$ 具备单调性(其中 M 不一定是对称的), 相当于说 M 的所有特征值都具有非负实部。同样地, $Mp + \sigma$ 的严格单调性、 ξ 单调性和强单调性与 M 的所有特征值都有正实部, 是等价的^[94]。后一个条件与 $-M$ 是一个赫尔维茨矩阵等价^[222]。因此, 如果矩阵 $-M$ 是一个赫尔维茨矩阵, 那么就确保了均衡解的指数稳定性。稍后我们将清楚地看到, 在多径时延的情况下也需要用矩阵 $-M$ 的赫尔维茨属性来保证系统鲁棒指数稳定性^[66]。

矩阵 $-M$ 的赫尔维茨条件自然依赖于网络的拓扑结构。简单地说,

如果每个用户的接收机与他自己的发射机之间有适当的距离，这个距离与他和网络中其他活动的发射机之间的距离相比是很短的，那么就可以确保网络能够达到稳定的、唯一的均衡解^[66]。实际上，这个条件通过动态频谱管理和频谱感知路由是可以实现的，如图 3-6 和图 3-7 所示。

动态谱管理器确保相邻的发射机不会使用相同的信道集^[200]，机会频谱自组织路由协议可以保证接收机和与之相对应的发射机之间的距离与接收机和网络中其他活动的发射机之间的距离相比是足够短的。

在多跳传输中，源节点和目的节点之间的路由上的一个或多个中间节点对数据包进行转发或中继，从而协助传输。通过这种方式，当目的节点与源节点间的距离超出源节点的传输范围时，仍然可以将消息传递到目的节点。由于源节点和目的节点间的距离被分解为一些较短的链路，信息通过这些短链路传输，多跳传输可以提高网络的能量效率。在自组织网络中，没有中心权威节点强制所有节点进行合作，节点可能会发现包转发与它们的自身利益相冲突。它们可能会拒绝消耗它们有限的功率预算来转发其他节点的消息。在这种情况下，消息应该通过其他愿意合作的节点来转发。重传和重选路由将导致网络资源的低效使用。在无线自组织网络中提出了两种鼓励合作的方法：开发虚拟货币和为每个节点分配信誉值。这两种方法分别具有欺骗和误读的可能性。同时，它们都增加了网络流量开销和每个节点的计算复杂性。

图 4-7 展示了具有两个局中人的包转发博弈^[80,224]。每个源节点都试图将数据包发送到相应的目的节点，并依赖另一个源节点转发数据包。如果进行包转发的节

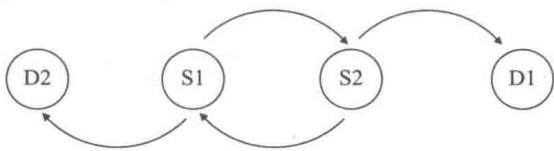


图 4-7 两个局中人参与的包转发场景

点不合作，目的节点将无法接收到数据包，并且每个源节点传输数据包的功耗将会浪费掉。收益矩阵如图 4-8 所示。从根本上说，包转发博弈就

是所谓的囚徒困境，它是重复进行的。中继博弈是考虑了物理层信道条件的包转发协议，也可以通过图 4-9 来分析^[224]。假定每个源节点和与之相对应的目的节点之间可以直接传输数据包，则收益就是基于和使用多跳传输代替直接传输相比节省下来的能量来衡量的。

	S2不转发	S2转发
S1不转发	(0, 0)	(1, -c)
S1转发	(-c, 1)	(1-c, 1-c)

图 4-8 对称的两个局中人参与的包转发博弈的收益矩阵

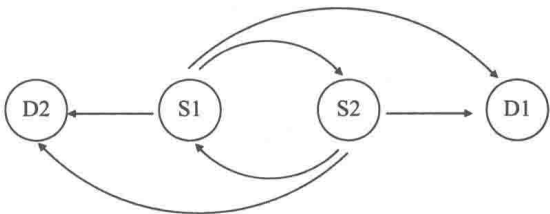


图 4-9 两个局中人参与的包转发场景

利用小规模问题，文献[224]的作者们试图查明在没有外部机制存在的情况下，合作能否在分组转发和中继博弈中出现。他们总结出：在一场具有不确定结局的重复博弈中，如果存在可靠的惩罚措施并且局中人有足够的耐心，从某种角度来说，他们重视长期收益，那么合作自然就会出现。

计算机实验：PDS

利用前一章所述的测试平台进行仿真，现将仿真结果呈现出来，用以支撑本节的理论基础。我们对网络动态性进行了仿真，并在系统扰动 的情况下研究了解的稳定性。参数的数值按照前面描述的方式进行选择。

为了研究认知无线网络的瞬态行为，我们考虑三个用户和三个子载波的场景，从而得出有意义的结论。此外，选择三个用户仅仅是为了便于说明。假设在网络经历最坏干扰的情况下，所有用户同时更新其功率向量。

图 4-10 描述了当发生下述序列事件时，通过求解式(4.84)中所述的二次规划问题，从 PDS 的离散时间近似值中得到三个用户的状态轨迹。首先，所有三个子载波都是空闲的，可以被次用户使用。因此，状态轨迹在三维空间(即 $p_1^i p_2^i p_3^i$ 空间)内变化。然后，第二个子载波不再可用，

状态轨迹进入二维空间，在 $p_1^i p_3^i$ 平面上变化。接下来，同样的事情也发生在第三个子载波上，状态轨迹在一维空间(即 p_1^i 直线)上变化。不久以后，第三个子载波变为空闲，又可以被次用户使用。因此，状态轨迹从 p_1^i 直线上进入到 $p_1^i p_3^i$ 平面。当第二个子载波再次变为可用时，状态轨迹从 $p_1^i p_3^i$ 平面上进入到 $p_1^i p_2^i p_3^i$ 三维空间中。

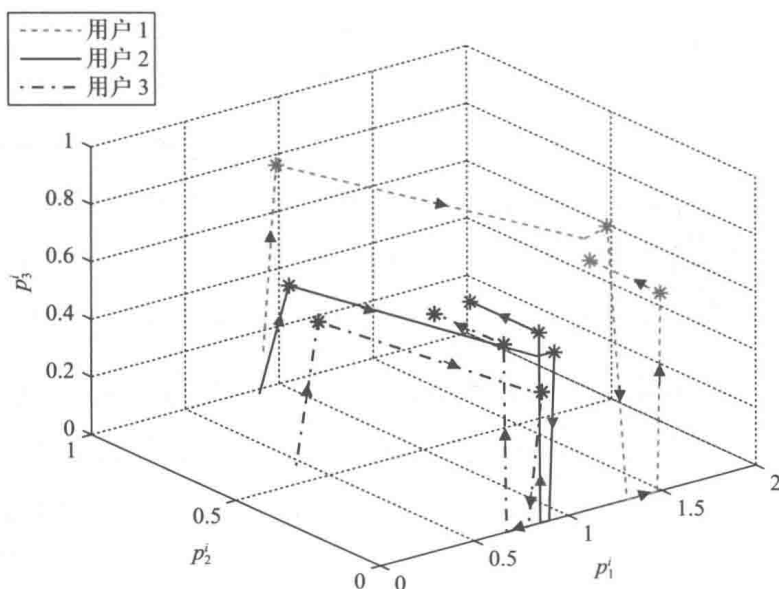


图 4-10 当干扰增益和子载波数量随时间变化时网络的功率轨迹，该网络有三个用户和三个可用子载波，可用子载波由相应的 PDS 获得。状态的演进方向及其达到的均衡点分别用箭头和星号表示。当频谱空洞消失后，轨迹进入低维度空间。然后，当新的频谱空洞可用时，轨迹再回到高维度空间。当第二个子载波不再空闲时，轨迹进入 $p_1^i p_3^i$ 平面，当第三个子载波也不再空闲时，轨迹进入 p_1^i 直线。不久以后，当第三个子载波，再然后是第二个子载波再次变为可用时，状态轨迹回到 $p_1^i p_3^i$ 平面，然后再回到 $p_1^i p_2^i p_3^i$ 空间(Setoodeh 和 Haykin (2009)^[66]。经 IEEE 许可复制)

显然，随着可用子载波数量的减少，功率轨迹从较高维度空间进入到较低维度空间，当用户可接入更多子载波时，轨迹再一次回到更高维度的空间，这是在成功运行过程中必然发生的事情。不同用户在上述事件发生的时间间隔中，达到其均衡点，该均衡点由其状态轨迹上的星号

表示。另外，图 4-10 中的箭头显示了不同用户的状态演进方向。

计算机实验：灵敏度分析

为了通过仿真研究解的稳定性，当系统被扰动时，我们计算扰动系统的均衡点。干扰增益矩阵和噪声向量分别按照 $\mathbf{M} + w_M \Delta \mathbf{M}$ 和 $\boldsymbol{\sigma} + w_\sigma \Delta \boldsymbol{\sigma}$ 扰动，其中 w_M 和 w_σ 是权重。扰动项 $\Delta \mathbf{M}$ 和 $\Delta \boldsymbol{\sigma}$ 的选取分别与 \mathbf{M} 和 $\boldsymbol{\sigma}$ 的选取方式相同。图 4-11 中分别显示了在三个不同子载波上的仿真结果。随着扰动项的衰减(即权重 w_M 和 w_σ 逐步趋近于 0)以及扰动系统逐渐趋近于原始系统，扰动系统的行为收敛于原始系统的解，如图 4-11 星号所示。扰动系统的解沿某一方向收敛到原始系统的解，这个方向由箭头表示。这个实验验证了我们之前讨论过的解稳定性的概念。

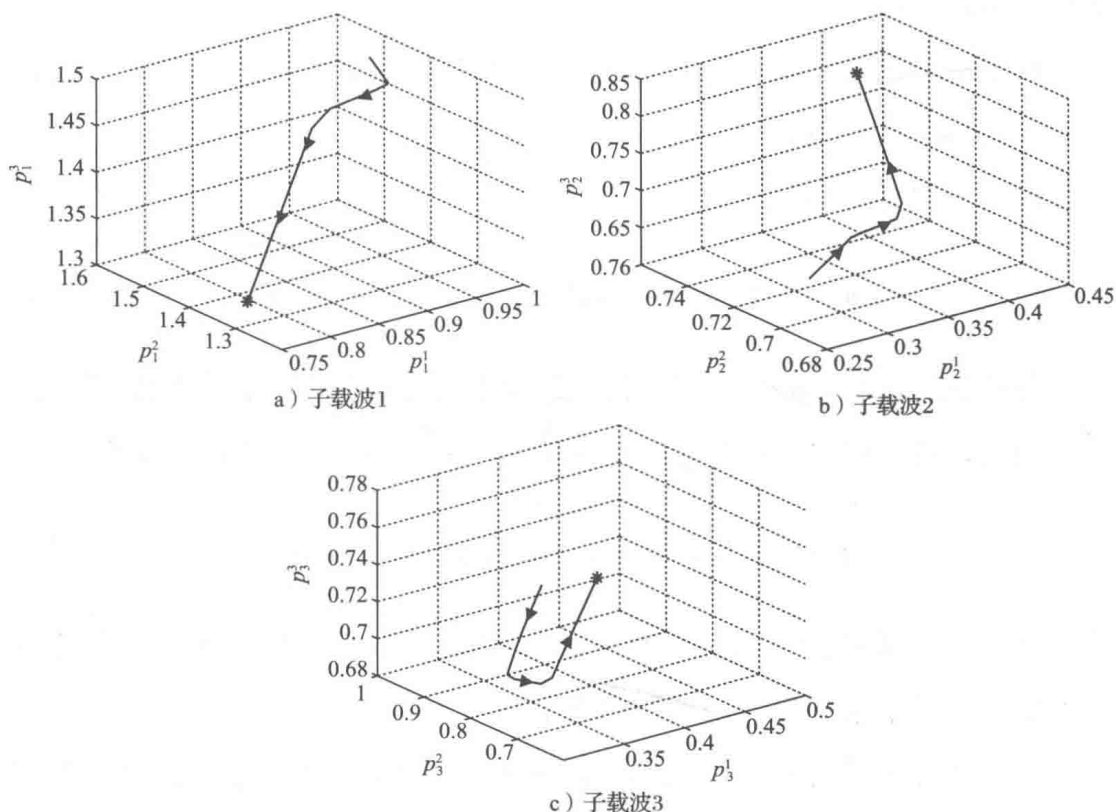


图 4-11 解稳定性的分析。随着扰动系统逐渐趋近于原始系统，扰动系统的解收敛于原始系统的解(用星号表示)。图中分别描述了不同子载波的仿真结果。箭头表示收敛的方向(Setoodeh 和 Haykin(2009)^[66]。经 IEEE 许可复制)

4.2.2 将认知无线网络看作混合动态系统

如前所述, 认知无线网络是一个既有连续动态性, 又有离散动态性的混合动态系统。离散事件和连续动态性使网络发生变化。离散事件比如用户和频谱空洞的出现和消失; 连续动态性由微分方程所描述, 该微分方程控制了认知无线电用户的发射功率向量随时间的变化。当条件因这些离散事件而改变时, 每个用户将不得不解决一个类似于式(3.82)所描述的新的优化问题。网络偏离它所达到的均衡点后, 希望快速收敛到一个新的均衡点。一个事件的发生, 如改变用户或可用子载波的数量也将改变参数 σ 和 M 。相应地, 从子系统的整体角度来表述这个问题, 全局状态空间描述如下^[66]:

- 根据不同时间间隔内网络的变化情况, 将全局状态空间划分为若干多面体区域。
- 仿射状态方程

$$\dot{p} = -F(p) = -(\sigma + Mp), \forall p(t) \in \mathcal{K} \quad (4.26)$$

与每个多面体区域有关, 仿射状态方程控制了该区域内状态轨迹的演进。

因此, 整个网络可以建模为一个有约束的分段仿射(PWA)系统^[225]:

$$\dot{p} = -M(v)p - \sigma(v), \forall p(t) \in \mathcal{K}(v) \quad (4.27)$$

其中 v 是一个关键的向量, 它是时间和离散事件的函数。此外, 它还描述了哪些仿射子系统目前是网络的有效表示^[226]。

每个动态子系统的平稳点都与求解相应优化问题的博弈的均衡点相一致。综上所述, 离散事件的发生改变了均衡点, 使状态轨迹偏离均衡点, 因而收敛到另一个均衡点。这其中的每一个均衡点都可能有一个围绕它的吸引区域, 因此, 如果系统被扰动, 解仍然在那个区域中且足够

接近未被扰动的系统的解。这个问题将在下面的小节中进行研究。

4.2.3 存在不确定性和时间延迟的网络的稳定性

再次重申,感知-行动循环是认知无线电的一个独有特征。为了在网络中任何认知无线电用户对儿(由 A 和 B 表示)之间建立这样的循环,必须有以下两个信道:

- 反馈信道,连接用户 B 的发射机与用户 A 的接收机。
- 通信(前向)信道,连接用户 A 的发射机与用户 B 的接收机。

在这种场景下,用户 A 与用户 B 通信。自然地,对于双向通信,每个用户都装备了一个收发器。可以通过多种方法建立反馈信道。或许,最简单的方法就是使用非授权频段^[46]。此外,为了在消耗可用于数据传输的宝贵带宽资源方面保持保守,反馈信道应该是低速率和量化的。

反馈自然地在控制回路中引入延迟,不同的发射机可能接收到具有不同时间延迟的噪声和干扰的统计值。此外,不定时的反馈导致用户采用过时的统计数据来更新他们的功率向量。控制回路中的时变延迟会使性能降低,并可能导致稳定性问题。分析时变系统的稳定性和控制问题是一个具有实际意义的课题。系统在时变延迟下的鲁棒稳定性是该节研究的重点^[66]。

前一小节的动态模型可以用来确定网络是否能够实现一个稳定的时滞均衡。如果一个均衡点不稳定,系统就可能由于扰动而无法在足够长的时间内维持这个状态,并且存在无法建立均衡的潜在可能性。

式(4.8)的动态模型是一个具有延迟的预测动态系统(PDSD)^[227],它具有如下泛函微分方程(FDE)形式^[228-230]:

$$\dot{p}(t) = \Pi_{\mathcal{X}}(p(t), -F_d(p)) \quad (4.28)$$

其中 F_d 可写成

$$F_d(p) = \begin{bmatrix} F^1(p^1(t), p^{-1}(\mathcal{I}_t)) \\ \vdots \\ F^i(p^i(t), p^{-i}(\mathcal{I}_t)) \\ \vdots \\ F^m(p^m(t), p^{-m}(\mathcal{I}_t)) \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

其中 $p^{-i}(\mathcal{I}_t)$ 代表与式(3.86)相似的连续时间异步调整方案。

令给定的初始时间为 t_0 。为了确定连续解(当 $t > t_0$ 时式(4.28)中的 $p(t)$)，我们需要知道一个连续的初始函数 $\phi(t)$ ，其中对于 $\forall i, j=1, \dots, n$ ，当 $t_0 - \tau^{i,j} \leq t \leq t_0$ 时， $p(t) = \phi(t)$ 。初始函数可以通过测量得到。此外，由于式(4.28)和(4.29)描述的系统是一个多径延迟系统，每个偏差定义了一个初始集合 $\Psi_{t_0}^{i,j}$ ，它包含 t_0 点和 $t \geq t_0$ ， $t - \tau^{i,j}(t) < t_0$ 时 $t - \tau^{i,j}(t)$ 的值^[231]。

因此，由等式(4.28)描述的系统的初始条件

$$p(\theta) = \phi(\theta), \quad \forall \theta \in \Psi_{t_0} \quad (4.30)$$

其中 $\phi: \Psi_{t_0} \rightarrow \mathbb{R}^{m \times n}$ 是一个连续范数有界初始函数^[231-232]并且

$$\begin{aligned} \Psi_{t_0} &= \bigcup_{i,j=1, i \neq j}^m \Psi_{t_0}^{i,j} \\ &= \bigcup_{i,j=1, i \neq j}^m \{t \in \mathbb{R}: t = \kappa - \tau^{ij}(\kappa) \leq 0, \kappa \geq t_0\} \end{aligned} \quad (4.31)$$

式(4.29)中 $F_d(p)$ 可以写成如下求和形式：

$$F_d(p) = p(t) + \sum_{i=1}^m \sum_{j=1, j \neq i}^m M_d^{ij} p(t - \tau^{i,j}(t))$$

$$+ \sum_{i=1}^m \sum_{j=1, \neq i}^m \Delta \mathbf{M}_d^{ij} \mathbf{p}(t - \tau^{i,j}(t)) + \rho(t) \quad (4.32)$$

其中, 通过将 \mathbf{M} 中除 $\mathbf{M}^{\bar{ij}}$ 以外的所有区块更换为 $n \times n$ 阶零矩阵, 得到 $\mathbf{M}_d^{\bar{ij}}$, 且 $\Delta \mathbf{M}_d^{\bar{ij}}$ 代表 $\mathbf{M}_d^{\bar{ij}}$ 的扰动。 ρ 代表前向信道和反馈信道背景噪声的综合效应。

因此, 控制网络动态性的相关约束仿射系统可由以下微分方程描述:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{p}}(t) = & -\mathbf{p}(t) - \sum_{i=1}^m \sum_{j=1, \neq i}^m \mathbf{M}_d^{ij} \mathbf{p}(t - \tau^{i,j}(t)) \\ & - \sum_{i=1}^m \sum_{j=1, \neq i}^m \Delta \mathbf{M}_d^{ij} \mathbf{p}(t - \tau^{i,j}(t)) - \rho(t) \end{aligned} \quad (4.33)$$

对于 $\forall \mathbf{p}(t) \in \mathcal{K}$, 它是一个具有不确定性的多径时延系统。可以写成如下形式:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{p}}(t) = & -\mathbf{p}(t) - \sum_{\ell=1}^{m(m-1)} \mathbf{M}_d^{\ell} \mathbf{p}(t - \tau^{\ell}(t)) \\ & - \sum_{\ell=1}^{m(m-1)} \Delta \mathbf{M}_d^{\ell} \mathbf{p}(t - \tau^{\ell}(t)) - \rho(t) \end{aligned} \quad (4.34)$$

这种重新表述是文献[232]中研究的一般系统的一个实例。根据文献[232]的方法, 假设 $\forall t \geq t_0$, 时变延迟 $\tau^{\ell}(t)$ 满足

$$\tau^{\ell}(t) \leq \tau(t) \leq \bar{\tau} \quad (4.35)$$

$$\dot{\tau} \leq \delta < 1 \quad (4.36)$$

其中 $\bar{\tau} > 0$, 且 $\delta \geq 0$ 。 $\tau(t)$ 是严格正连续可微函数。而且, 假定对于所有的 p 在任何时间内, 不确定性都是有界的, 那么下面两个条件成立:

$$\|\rho(t)\| \leq b_d \|\mathbf{p}(t)\| \quad (4.37)$$

和

$$\|\Delta \mathbf{M}_d^\ell(t) \mathbf{p}(t)\| \leq b_d^\ell \|\mathbf{p}(t)\| \quad (4.38)$$

其中 $b_d \geq 0$ 且 $b_d^\ell \geq 0$ 。如果存在 $\zeta \geq 1$, 且 $\lambda > 0$, 有

$$\|\mathbf{p}(t)\| \leq \zeta \sup_{\theta \in \Psi_{t_0}} \{\|\mathbf{p}(\theta)\|\} e^{-\lambda(t-t_0)} \quad (4.39)$$

那么式(4.34)所述的不确定时延系统可以说是指数鲁棒稳定的, 它的衰减率为 λ 。换句话说, 对所有可接受的不确定性因素来说, 系统的平凡解 $\mathbf{p} = 0$ 是指数稳定的, 且衰减率为 $\lambda^{[232]}$ 。

注意

$$\mathbf{I} + \sum_{i=1}^{m(m-1)} \mathbf{M}_d^\ell = \mathbf{M} \quad (4.40)$$

我们可以从文献[232]的定理4中总结出网络的鲁棒指数稳定性, 在这里重复叙述并做了一些修正, 以符合我们研究的问题。

定理(鲁棒指数稳定性): 考虑具有初始条件(4.30)的系统(4.34), 对于某些实数 $c \geq 1$ 和 $\eta > 0$, 假设 $-\mathbf{M}$ 是赫尔维茨稳定矩阵, 满足

$$\|\mathbf{e}^{\mathbf{M}t}\| \leq c e^{-\eta t} \quad (4.41)$$

在上述方程的左边, \mathbf{e} 表示矩阵指数算子。如果不等式

$$\frac{c}{\eta} \left[\bar{\tau} \sum_{\ell=1}^{m(m-1)} (\mu_1^\ell + \mu_2^\ell) + b_d + \sum_{\ell=1}^{m(m-1)} b_d^\ell \right] < 1 \quad (4.42)$$

成立, 那么 $\mathbf{p}(t)$ 的瞬态响应满足

$$\|p(t)\| \leq \zeta \sup_{\theta \in \Psi_{t_0}} \{\|\phi(\theta)\|\} e^{-\rho \int_{t_0}^t \frac{d\theta}{\tau(\theta)}}, \forall t \geq t_0, \zeta \geq 1 \quad (4.43)$$

其中,

$$\mu_1^\ell = \|\mathbf{M}_d^\ell\| + \|\mathbf{M}_d^\ell\| b_d \quad (4.44)$$

$$\mu_2^\ell = \sum_{j=1}^{m(m-1)} \|\mathbf{M}_d^\ell \mathbf{M}_d^j\| + \|\mathbf{M}_d^\ell\| \sum_{j=1}^{m(m-1)} b_d^j \quad (4.45)$$

且 $\rho > 0$ 是如下超越方程的唯一正值解

$$1 - \frac{c}{\eta} b_d - \frac{\rho}{\eta \tau(0)} = \mu_3 \frac{c}{\eta} e^{\frac{\rho}{1-\delta}} \quad (4.46)$$

其中

$$\mu_3 = \bar{\tau} \sum_{\ell=1}^{m(m-1)} \mu_1^\ell + \bar{\tau} e^{\frac{\rho}{1-\delta}} \sum_{\ell=1}^{m(m-1)} \mu_2^\ell + \sum_{\ell=1}^{m(m-1)} b_d^\ell \quad (4.47)$$

此外, 式(4.34)和(4.30)描述的系统是鲁棒指数稳定的, 具有衰减率 $\rho/\bar{\tau}$ 。

超越方程式(4.46)的左边是一个关于 ρ 的连续递减函数, 右边是一个连续递增函数。借助式(4.42), 可以看到在 $\rho=0$ 处右边小于左边。因此, 正如我们期望的那样式(4.46)有一个唯一的正值解。

计算机实验: PSDS

仿真结果展示了在出现多径时延情况下网络的动态性。当考虑反馈信道引入的延迟时, 原始系统和扰动系统可能都需要更长的时间才能达到均衡。在本节提到的条件下, 对具有延迟约束的时间延迟情况进行仿真, 系统的鲁棒指数稳定性得以保证, 相似的结果也得以呈现。

在上述具有三个用户和三个潜在可用子载波的网络中, 具有与4.2.1节中所述的类似事件序列, 使用异步调整机制进行仿真, 其仿真结果在此重述。在一开始, 所有的三个子载波都是空闲的且能被次用户

使用。接着,第二个子载波不再可用,然后第三个子载波也会发生同样的情况。过一段时间后,第二个子载波、随后第三个子载波开始变为空闲可以再次被使用。功率轨迹及其达到的均衡点如图 4-12 所示。此外,图 4-13 描述了不同用户使用的调整机制所带来的随机延迟 $\tau^i(t)$,该图表明大部分时间用户使用过时的信息来更新自己的功率向量。仿真结果证实了在定理(鲁棒指数稳定性)所述的条件下,系统具有达到时滞均衡的能力。随着延迟的增加,系统的性能会降低,最终系统会变得不稳定。

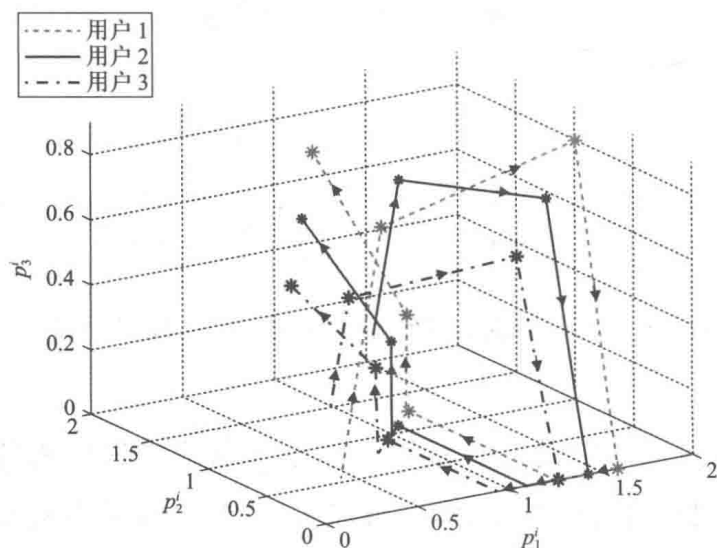


图 4-12 当干扰增益和子载波数量随时间变化时,具有三个用户和三个可用子载波的网络的功率轨迹。可用子载波由相应的具有不确定性的多径时延 PDS 获得。状态的演进方向及其达到的均衡点分别用箭头和星号表示。当频谱空洞消失后,轨迹进入较低维度空间。然后,当新的频谱空洞可用时,再回到较高维度空间。当第二个子载波不再空闲时,轨迹进入 $p_1 p_3$ 平面,当第三个子载波不再空闲时,轨迹进入 p_1 直线。一段时间以后,当第二个、接下来第三个子载波再次变为可用时,状态轨迹返回到 $p_1 p_2$ 平面,接下来返回到 $p_1 p_2 p_3$ 空间(Setoodeh 和 Haykin(2009)^[66]。经 IEEE 许可复制)

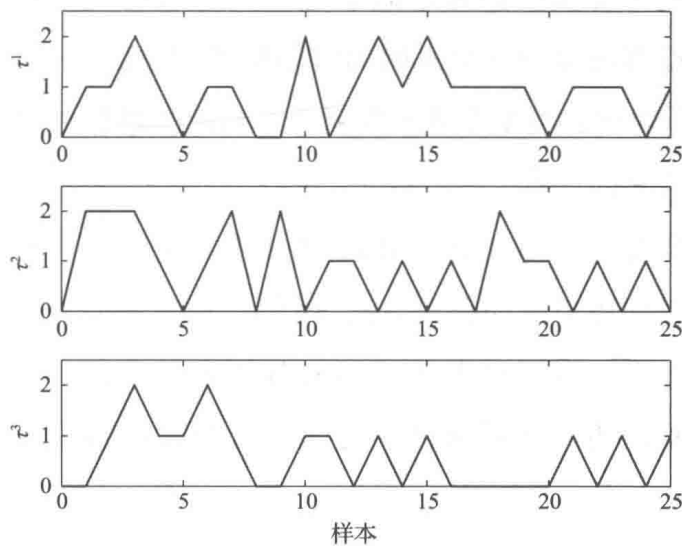


图 4-13 在有三个用户的网络中，发射功率控制回路的反馈信道引入的时变延迟 (SetoodehandHaykin (2009)^[66]。经 IEEE 许可复制)

综上所述，我们通过仿真说明了解稳定性的概念。我们对系统进行了扰动，并计算了其均衡解。通过使扰动项衰减，扰动系统的均衡解收敛于原始系统的均衡解。通过对无延迟和多径时延的情况进行仿真，验证了利用 PDS 理论得到的动态模型的能力。本文的研究结果表明，在频谱空洞出现和消失的情况下，网络的状态轨迹分别进入了全局状态空间的较高维度子空间和较低维度子空间。

4.2.4 认知无线网络的双层动态性

认知无线网络可以由不同的时间尺度来表征，时间尺度或许具有不同数量级。由于认知无线电的目的在于频谱的空时复用，所以主用户的通信模式决定了认知无线电用户的行为方式。因此，与主用户相比，认知无线电用户的通信模式必须具有更快的动态性。这也可以解释为时间常数的等级。网络中慢速和快速瞬态行为在时间轴上分别与大尺度或小尺度时间常数有关。为了研究在网络中发生的一系列事件，我们需要

使用观察窗来关注与我们感兴趣的事件相关的有限时间范围。在认知无线网络中,观察窗分为三个不同的时间尺度^[233]:

- 慢速弛豫时间:在整个观察时间内,相应的过程可以认为是平稳的。
- 感兴趣的时间尺度。
- 快速弛豫时间:因为它们处理的速度非常快,因此可以假设在网络的动态描述中不存在相应的过程。

通过这种方式,网络动态性可以从时间角度进行分解。为了对网络动态性进行全面描述,必须通过在时间轴上滑动观察窗来研究所有的时间常数。

考虑到上述三种时间尺度的分类,我们在图 4-14 中以一个三维空间的形式将其表示出来。主用户通信模式的变化对应于从一个二维空间到

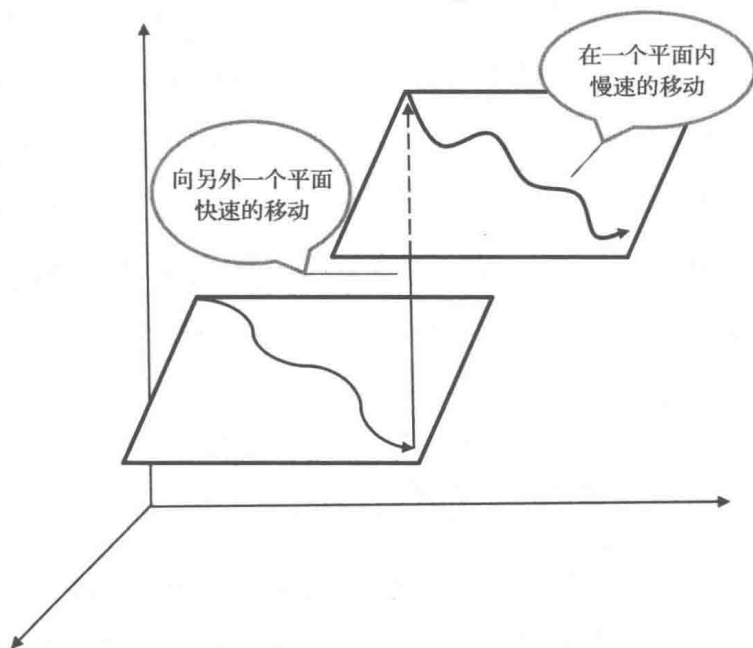


图 4-14 三维空间中的时间尺度分解。主用户通信模式的改变可以看作是一个离散事件,它对应于从一个二维空间到另一个二维空间的快速移动。在每个二维空间中,动态频谱管理和发射功率控制都与两个坐标轴相关(来源: Haykin 和 Setoodeh (2015)^[37]。在 IEEE 的允许下进行了修改)

另一个二维空间的快速移动。在每个二维空间中，动态频谱管理和发射功率控制与图 4-14 的两个轴相关联。动态频谱管理器选择一组合适的信道用于通信，发射功率控制器在所选信道中调整发射功率，从而在存在噪声和干扰的情况下提供可接受的服务质量水平^[37]。

因此，认知无线网络的确是一个多层的动态系统。建立一个模型，可以将其作为策略预测的测试工具，将时间演进合并进来作为给定策略的生命周期(控制范围)。从均衡的预测曲线中研究两种类型的时间依赖性：依赖于时间的均衡和依赖于时间的行为。利用希尔伯特空间上演进的变分不等式和预测动态系统理论，来分析这两种类型的时间依赖性。

鉴于动态性在认知无线网络中发挥着关键作用，网络中活动用户的联合可行集本质上是时变的，并且有限维可行集 \mathcal{K} 捕获了具有时变可行集的潜在动态性的快照。考虑到时间的连续性质，如果我们精确地以可行集的结构来考虑时间的话，我们需要处理无限维可行集。因此，我们开发的模型应该扩展到希尔伯特空间。希尔伯特空间将向量代数和微积分的结果扩展到任何有限或无限维空间。实值空间 ℓ_2 是一个希尔伯特空间。

本节在基于 AVI 的模型中精确地考虑时间因素，扩展之前的结果用以研究网络的均衡行为。由于在建立模型时已精确地考虑了网络可行集的时变性质，因此应采用依赖于时间的变分不等式或演进的 VI (EVI) 理论来获得网络的均衡模型。基于 EVI 的模型给出了一段我们所关心的时间区间 $[0, T]$ 内的均衡曲线。预测模型将为 T 提供合理的估计。

将时间作为一个额外的标量参数，联合可行集将是下面的希尔伯特空间： $\ell_2([0, T], \mathbb{R}^{m \times n})$ 的子集：

$$\mathcal{K} = \bigcup_{t \in [0, T]} \mathcal{K}_t \quad (4.48)$$

其中 \mathcal{K}_t 是本节前面描述的可行集。网络的可行集可以描述为在特定时间

段 $t \in [0, T]$ 的 \mathcal{K}_t , 它是具有时变可行集(4.48)的动态网络在特定时间段的一个快照。因此, 网络基于 EVI 的均衡模型可能会被描述为: 找到 $p^* \in \mathcal{K}$, 使以下条件成立[223]:

$$\int_0^T (p - p^*)^T (\sigma + Mp^*) dt \geq 0, \forall p \in \mathcal{K} \quad (4.49)$$

接下来, 文献[66]的结果进一步扩展到希尔伯特空间, 用以研究动态框架下从 EVI 获得的网络的均衡状态^[211]。

将希尔伯特空间上的 PDS 理论一般化, 用以对网络的瞬态行为进行建模, 其均衡条件由 EVI 描述。考虑两个不同的时间结构: 大尺度时间结构 t 和小尺度时间结构 τ 。每个 $t \in [0, T]$ 都对应一个 PDS, 由 PDS_t 表示。然而, PDS_t 的演进时间变量用 τ 表示, 与时间 t 不同。 PDS_t 描述了系统的状态轨迹朝着均衡曲线上时刻 t 对应的均衡点的时间演进过程。下述 PDS^[223]

$$\frac{dp(\cdot, \tau)}{d\tau} = \Pi_{\mathcal{K}}(p(\cdot, \tau), -F(p(\cdot, \tau))) \quad (4.50)$$

具有初始条件

$$p(\cdot, 0) = p_0(\cdot) \in \mathcal{K} \quad (4.51)$$

建立了网络的动态模型, 控制着网络在达到均衡前的瞬态行为。PDS 的均衡点与相应的 EVI 问题的均衡点一致。因此, 当且仅当从给定的初始点出发有唯一的解的路径时(由 F 的利普希茨连续性来保证), 该均衡问题的相关动态模型将是可实现的^[223]。

定理(希尔伯特空间轨迹的唯一性): 令 H 为一个希尔伯特空间, \mathcal{K} 为非空闭凸子集。令 $F: \mathcal{K} \rightarrow H$ 是一个利普希茨连续向量场, 且 $p_0 \in \mathcal{K}$ 。那么, 初值问题

$$\frac{d\mathbf{p}(\tau)}{d\tau} = \Pi_{\mathcal{K}}(\mathbf{p}(\tau), -\mathbf{F}(\mathbf{p}(\tau))), \mathbf{p}(0) = \mathbf{p}_0 \in \mathcal{K} \quad (4.52)$$

在区间 $[0, \infty)$ 上有唯一绝对连续解。

由于 EVI/PDS 基础向量场的单调性起着关键作用，我们可以说， \mathbf{F} 在 \mathcal{K} 上的严格单调性和利普希茨连续性确保了存在唯一的均衡解^[223]。

定理(EVI/PDS_t 均衡的存在性和唯一性)：如果 $\mathbf{F}(\mathbf{p}) = \boldsymbol{\sigma} + \mathbf{M}\mathbf{p}$ 是严格单调的，且在 \mathcal{K} 上利普希茨连续，那么存在 $\mathbf{p}^* \in \mathcal{K}$ ，满足

- \mathbf{p}^* 唯一地解决 EVI 问题
- \mathbf{p}^* 唯一地解决 $\Pi_{\mathcal{K}}(\mathbf{p}(\cdot, \tau), -\mathbf{F}(\mathbf{p}(\cdot, \tau))) = 0$

在文献[66]中，我们讨论了以下场景：如果在认知无线网络中，接收机和与其对应的发射机之间的距离相较于网络中其他活动的发射机来说足够短，那么就满足严格单调条件。因此，EVI 将有唯一均衡点。EVI 问题的对应解与相应的 PDS 的平稳点一致。现在，我们来寻找以下两个问题的答案^[211]：

(i) 如果网络的初始状态接近于一个均衡点(即，如果竞争博弈从均衡点附近开始)，那么状态轨迹是否会一直在均衡点附近？

(ii) 从初始状态开始，状态轨迹是否会渐近地趋近于一个均衡点？以什么速率趋近于均衡点？

在 EVI 中，单调性为解的存在性和唯一性建立了必要条件。在 PDS 中，单调性用于研究扰动系统的稳定性。回忆文献[223]中下述定义。

定义(伪单调性)：一个映射 \mathbf{F} 可以称作

(a) 在 \mathcal{K} 上是伪单调的，如果对于 $\forall \mathbf{x}, \mathbf{y} \in \mathcal{K}$

$$\langle \mathbf{F}(\mathbf{x}), \mathbf{y} - \mathbf{x} \rangle \geq 0; \Rightarrow \langle \mathbf{F}(\mathbf{y}), \mathbf{y} - \mathbf{x} \rangle \geq 0 \quad (4.53)$$

(b) 在 \mathcal{K} 上是严格伪单调的，如果对于 $\forall \mathbf{x}, \mathbf{y} \in \mathcal{K}, \mathbf{x} \neq \mathbf{y}$

$$\langle \mathbf{F}(\mathbf{x}), \mathbf{y} - \mathbf{x} \rangle \geq 0; \Rightarrow \langle \mathbf{F}(\mathbf{y}), \mathbf{y} - \mathbf{x} \rangle > 0 \quad (4.54)$$

(c) 在 \mathcal{K} 上是强伪单调的, 如果存在一个常数 $c > 0$, 使得对于 $\forall x, y \in \mathcal{K}, x \neq y$ 都有

$$\langle F(x), y - x \rangle \geq 0 \Rightarrow \langle F(y), y - x \rangle \geq c \|x - y\|^2 \quad (4.55)$$

不同单调性概念之间的区别见图 4-15^[234]。强单调性意味着满足严格单调性, 严格单调性又意味着满足单调性。同样, 强伪单调性意味着满足严格伪单调性, 而严格伪单调性又意味着满足伪单调性。此外, 强单调性、严格单调性和单调性又分别意味着满足强伪单调性、严格伪单调性和伪单调性。

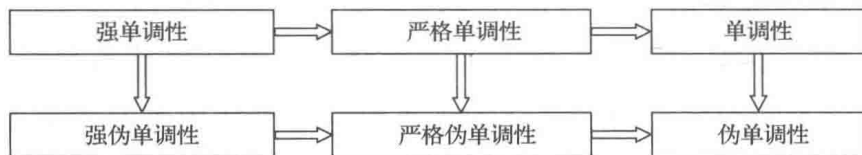


图 4-15 不同单调性概念之间的关系(来源: Haykin 和 Setoodeh (2015)^[37]。在 IEEE 的允许下进行了修改)

定理(PDS_t 均衡特性): 假设 $F: \mathcal{K} \rightarrow \ell_2([0, T], \mathbb{R}^{m \times n})$ 在 \mathcal{K} 上利普希茨连续

- 如果 F 在 \mathcal{K} 上是严格伪单调的, 那么均衡的唯一曲线是一个严格单调吸引子。
- 如果 F 在 \mathcal{K} 上是强伪单调的, 那么均衡的唯一曲线是指数平稳的, 并且是一个吸引子。

为解决存在干扰动网络的两个问题, 我们首先求助于 ℓ_2 -范数的性质。根据 ℓ_2 -范数的性质, 对于几乎所有 $t \in [0, T]$, 网络将统一朝着可能的均衡曲线上的均衡点演进。如同在文献[66]和[211]中一样, 我们再次讨论了这样一个事实, 即矩阵 $-M$ 的赫尔维茨条件保证了均衡曲线作为一个整体的指数稳定性, 从而得到了如下结论:

均衡曲线吸引了几乎所有的 PDS_t 的轨迹, 因此, 在某一时刻 $t \in [0, T]$

该均衡曲线是可达的^[223]。

在实践中，通过将动态频谱管理与自组织路由[66]和[211]相结合，建立一个低干扰机制，来实现矩阵 \mathbf{M} 的赫尔维茨条件。

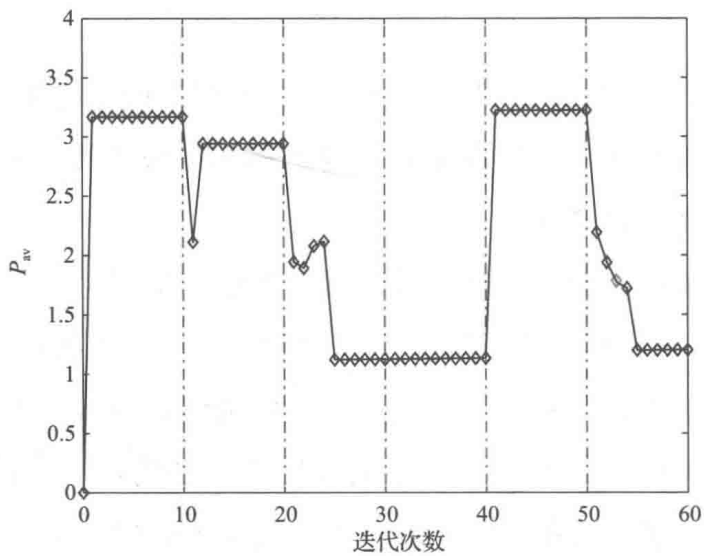
计算机实验：双层动态性

用一个计算机实验来支撑本节的理论基础。根据 IEEE 802.11a 无线局域网标准，64 个子载波中有 48 个子载波是用于数据传输的。在接下来的内容中，我们考虑了一个有 120 个用户的网络，并假设有 48 个子载波可以用于数据传输。最初，该网络面临频谱短缺的问题，用户无法以其最大的发射功率进行数据传输。在网络中发生下面的一系列事件：

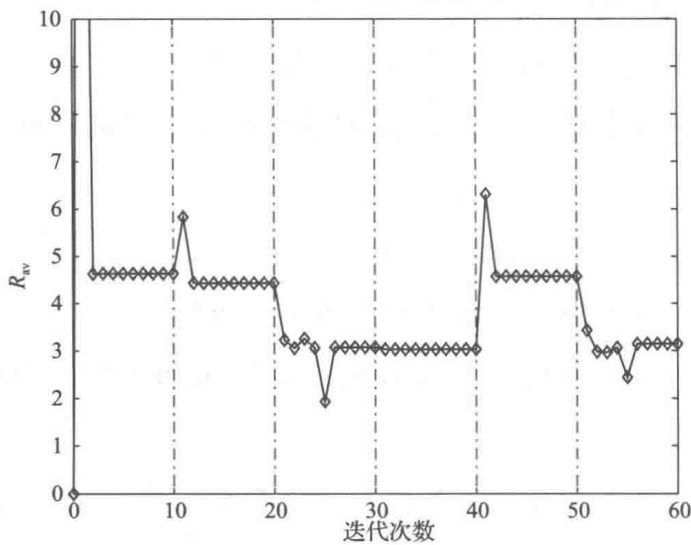
- 新用户加入网络。
- 一些子载波对次用户来说不再可用。
- 用户的移动性带来干扰增益的随机改变，从而使网络在均衡状态附近扰动。
- 更多的子载波可被次用户使用。
- 然后，一些子载波对次用户来说不再可用。

注意，由于用户的移动性以及用户的出现和消失，干扰增益是随机变化的。

每个事件发生后，用户平均发射功率和平均数据速率如图 4-16 所示。功率和数据速率按迭代次数进行绘制，事件的发生用虚线表示。如图所示，当事件发生时，网络会偏离均衡点。从由事件决定的初始状态开始，网络向一个新的均衡点移动。在图中，2 个顺序事件之间有 10 次迭代，但收敛的速度很快。实际上，如果满足均衡平稳曲线存在的条件，那么从任意一个初始状态开始，到达均衡曲线上一个新的点需要更少的迭代次数。同样，当一个离散事件所决定的初始状态与所要到达的均衡点并不远时（即网络在均衡状态附近扰动），状态轨迹保持接近于均衡点，即事件 3 的情况^[211]。



a) 平均功率与迭代次数的关系



b) 平均数据速率与迭代次数的关系

图 4-16 一个拥有 120 个用户和 48 个潜在可用子载波的网络的动态行为(来源: Haykin 和 Setoodeh (2015)^[37]。经 IEEE 许可复制)

4.3 市场驱动式认知无线网络

接下来,我们将讨论网络的第二种机制,即市场驱动式认知无线电

网络。它建立在供应链网络理论^[18]基础之上，为频谱市场提供了一个模型。这个机制包括三个不同层次的决策者：频谱资源所有者(为主用户提供服务)、次用户(认知无线电用户)和所谓的频谱经纪人(在主用户和次用户之间进行协调)^[37]。图 4-2 描述了第二种机制下的多层频谱供应链网络^[59]。在这个新的框架中，频谱经纪人通过在主用户网络中广告空闲子频段，来负责为认知无线电用户分配信道。因此，不再需要对频谱进行感知。同样地，对动态频谱管理器的需求也被省略了。然而，子频段的可用性取决于我们所关心的区域的主用户的通信模式，这与开放获取机制相似。

此外，在开放获取机制中频谱空洞出现和消失的场景也适用于市场驱动机制。更具体地说，在市场驱动机制中，时间域的变化影响频谱空洞可用性的情况也会出现。反过来意味着频谱经纪人将不得不应对这些变化。换句话说，频谱经纪人在次用户之间建立无缝通信的过程中起着关键作用。

继续介绍市场驱动机制，频谱供应链网络的均衡点是相应 VI 问题的解，在频谱供应链网络中没有任何一个决策者有单方面改变其策略的动机。同时，相应的 PDS 描述了网络的瞬态行为，该 PDS 的平稳点与 VI 的均衡解一致。

在频谱供应链中存在两种主要的不确定因素，可能导致供应中断和相关风险：需求侧风险和供给侧风险。次用户是造成需求侧风险的原因，他们可以自由地加入或离开网络，并且他们的通信模式严重依赖于社会事件。主用户是造成供给侧风险的原因，因为频谱空洞(未被充分利用的子频段)的出现和消失依赖于他们的通信模式，这也与社会事件有关。因此，在一个对频谱需求很高的地区，可被次用户使用的空闲频谱的数量可能非常有限。由于供应链中断的影响可能不仅停留在局部，它们还可能传播到整个网络的全局范围内，因此提供系统级角度的建模和分析方

法对理解决策者之间复杂的相互作用是至关重要的。这样的全局观点将有助于风险管控。为了减少中断和相关风险的影响,采用从局部和全局角度都能够提供鲁棒性的设计方法是非常重要的^[86]。

考虑一个三维的资源空间,包含时间、频率和功率三个相关的不同维度。将虚拟功率立方体(VPC)作为资源单元,VPC是用于传输一个信息单元所需的最小发射功率^[235]。为进一步解释,我们考虑 L 个频谱资源所有者,他们每个人都拥有包含 M_ℓ 个子载波($\ell=1, \dots, L$)的子频段,他们为一定数量的主用户提供服务。假设有 B 个频谱经纪人和 S 个次用户。每个频谱资源所有者都试图通过将空闲的和部分被使用的子载波出租给频谱经纪人来最大化自己的收益。而频谱经纪人则会从频谱资源所有者那里购买使用这些子载波的权利,并将其出售给次用户^[236]。频谱经纪人以一种非合作的方式相互竞争以获得和交易子载波的使用权。在接下来的几个小节中,我们研究了网络各层中各子系统的行为以及它们的最优化条件,并给出了一种求解网络均衡的VI公式。

4.3.1 频谱资源所有者

假设频谱资源所有者 ℓ 向频谱经纪人 b 收取使用子载波 m_ℓ 的费用,其单价为 $\rho_{m_\ell b}^*$ 。对于 $\ell=1, \dots, L; b=1, \dots, B; m_\ell=1, \dots, M_\ell; \sum_{\ell=1}^L M_\ell = M$,价格 $\rho_{m_\ell b}^*$ 的最优值由频谱供应链网络的均衡点决定。频谱资源所有者以非合作的方式相互竞争,每一个频谱资源所有者 ℓ 为最大化自己的利益都需要解决以下优化问题:

$$\begin{aligned} \max \quad & \sum_{m_\ell=1}^{M_\ell} \sum_{b=1}^B [\rho_{m_\ell b}^* p_{m_\ell b} - c_{m_\ell b}(p_{m_\ell b})] \\ & - \sum_{m_\ell=1}^{M_\ell} f_{m_\ell}(p_{m_\ell}) \end{aligned} \quad (4.56)$$

$$\begin{aligned}
\text{s. t. : } \quad & \sum_{b=1}^B p_{m_\ell b} \leq C_{m_\ell}, \forall m_\ell = 1, \dots, M_\ell \\
& p_{m_\ell b} \geq 0, \forall m_\ell = 1, \dots, M_\ell, \\
& \forall b = 1, \dots, B
\end{aligned}$$

优化问题(4.56)的目标函数的第一项是收益和交易成本之间的差值。交易成本通常由两项组成^[237]：

- 协调成本，与收集、交换和处理信息，以及将信息纳入决策过程有关。更准确地说，该成本与获取可执行的信息有关^[10]。
- 风险成本，与专用资产的投资，以及其他参与交易的局中人忽视他们约定责任的可能性有关。

由于供应链网络中局中人的行为影响了交易成本，因此很难找到准确的交易成本模型。

式(4.56)的目标函数的第二项是一个惩罚函数，它反映了信道间干扰和同信道干扰的影响。如果频谱资源所有者允许次用户在其频带中使用非空闲的子载波，就会产生同信道干扰。惩罚函数还将有助于鼓励次用户选择利用率较低的子载波。交易成本和干扰成本函数分别表示为 $c_{m_\ell b}(p_{m_\ell b})$ 和 $f_{m_\ell}(p_{m_\ell})$ ，假设它们是连续可微的凸函数。例如， $f_{m_\ell}(p_{m_\ell})$ 可以用一个二阶多项式函数表示， $c_{m_\ell b}(p_{m_\ell b})$ 可以用一个没有常数项的二阶多项式函数表示。第一组约束条件保证任何子载波都不会违反容许干扰功率水平限值 C_{m_ℓ} 。

频谱资源所有者之间非合作博弈的纳什均衡 $(\mathbf{p}^{L*}, \mathbf{p}^{B*}) \in \mathcal{K}^L$ 与以下 VI 问题的解一致：

$$\begin{aligned}
& \sum_{\ell=1}^L \sum_{m_\ell=1}^{M_\ell} \sum_{b=1}^B \left[\frac{\partial c_{m_\ell b}(p_{m_\ell b}^*)}{\partial p_{m_\ell b}} - \rho_{m_\ell b}^* \right] \times [p_{m_\ell b} - p_{m_\ell b}^*] \\
& + \sum_{\ell=1}^L \sum_{m_\ell=1}^{M_\ell} \frac{\partial f_{m_\ell}(p_{m_\ell}^*)}{\partial p_{m_\ell}} \times [p_{m_\ell} - p_{m_\ell}^*] \geq 0
\end{aligned} \tag{4.57}$$

$\forall (\mathbf{p}^L, \mathbf{p}^B) \in \mathcal{K}^L$, 其中 \mathbf{p}^L 和 \mathbf{p}^B 分别表示 LM -维功率向量和 LMB -维功率向量, 它们的组成元素分别是 p_{m_ℓ} 和 $p_{m_\ell b}$, 且有

$$\mathcal{K}^L = \{(\mathbf{p}^L, \mathbf{p}^B) | (\mathbf{p}^L, \mathbf{p}^B) \in \mathbb{R}_+^{LM+LMB} \\ \sum_{b=1}^B p_{m_\ell b} \leq C_{m_\ell}, \forall \ell = 1, \dots, L, \forall m_\ell = 1_\ell, \dots, M_\ell\} \quad (4.58)$$

4.3.2 频谱经纪人

频谱经纪人参与了频谱资源所有者和次用户之间的交易。假设频谱经纪人 b 以单价 ρ_{bs}^* 向次用户 s 收费。这个价格是通过寻找频谱供应链网络的均衡点来确定的。每个频谱经纪人 b 通过解决以下优化问题使自己的利益最大化:

$$\begin{aligned} \max \quad & \sum_{s=1}^S [\rho_{bs}^* p_{bs} - c_{bs}(p_{bs})] \\ & - \sum_{m_\ell=1_\ell}^{M_\ell} \sum_{b=1}^B [\rho_{m_\ell b}^* p_{m_\ell b} + \hat{c}_{m_\ell b}(p_{m_\ell b})] \\ \text{s. t. :} \quad & \sum_{s=1}^S p_{bs} = \sum_{\ell=1}^L \sum_{m_\ell=1_\ell}^{M_\ell} p_{m_\ell b} \\ & p_{m_\ell b} \geq 0, \forall \ell = 1, \dots, L; \\ & \forall m_\ell = 1_\ell, \dots, M_\ell \\ & p_{bs} \geq 0, \forall s = 1, \dots, S \end{aligned} \quad (4.59)$$

目标函数包括收益、支付给频谱资源所有者的费用以及各自的交易成本。第一个约束条件表达了这样一个事实, 即每个频谱经纪人购买和销售的频谱的总量是相等的。假定交易成本 $c_{bs}(p_{bs})$ 和 $\hat{c}_{m_\ell b}(p_{m_\ell b})$ 是连续可微的, 并且是凸的。例如, $c_{bs}(p_{bs})$ 和 $\hat{c}_{m_\ell b}(p_{m_\ell b})$ 可用仿射函数表示。

频谱经纪人之间非合作博弈的纳什均衡 $(\mathbf{p}^{B*}, \mathbf{p}^{S*}) \in \mathcal{K}^B$ 与以下 VI 问题的解一致:

$$\begin{aligned} & \sum_{l=1}^L \sum_{m_\ell=1}^{M_\ell} \sum_{b=1}^B \left[\frac{\partial \hat{c}_{m_\ell b}(p_{m_\ell b}^*)}{\partial p_{m_\ell b}} + p_{m_\ell b}^* \right] \times [p_{m_\ell b} - p_{m_\ell b}^*] \\ & + \sum_{b=1}^B \sum_{s=1}^S \left[\frac{\partial c_{bs}(p_{bs}^*)}{\partial p_{bs}} - \rho_{bs}^* \right] \times [p_{bs} - p_{bs}^*] \geq 0 \end{aligned} \quad (4.60)$$

$\forall (\mathbf{p}^B, \mathbf{p}^S) \in \mathcal{K}^B$, 其中 \mathbf{p}^B 和 \mathbf{p}^S 分别表示 LMB 维功率向量和 BS 维功率向量, 它们的组成元素分别是 $p_{m_\ell b}$ 和 p_{bs} , 且有

$$\begin{aligned} \mathcal{K}^B &= \{(\mathbf{p}^B, \mathbf{p}^S) \mid (\mathbf{p}^B, \mathbf{p}^S) \in \mathbb{R}_+^{LMB+BS} \\ & \sum_{s=1}^S p_{bs} = \sum_{\ell=1}^L \sum_{m_\ell=1}^{M_\ell} p_{m_\ell b}, \forall b = 1, \dots, B\} \end{aligned} \quad (4.61)$$

4.3.3 次用户

次用户自然而然地以非合作的方式相互竞争资源。次用户优先使用免授权的子频段。在免授权子频段中, 他们争夺有限的资源, 直到网络达到均衡^[66]。由于这些子频段通常过于拥挤, 在均衡条件下, 一些次用户可能无法获得足够的资源, 他们将不得不从频谱资源所有者那里租用授权子频段。在满足其功率和预算约束的前提下, 每个次用户 s 都试图通过解决以下优化问题来最大化其得到的资源份额 d_s :

$$\begin{aligned} \max \quad & d_s - \sum_{b=1}^B [\rho_{bs}^* + \hat{c}_{bs}] p_{bs} \\ \text{s. t. :} \quad & d_s = \sum_{b=1}^B p_{bs} \\ & p_{bs}^* + \hat{c}_{bs} \leq \frac{M_s^{\max}}{P_s^{\max}} \end{aligned} \quad (4.62)$$

$$0 \leq d_s \leq P_s^{\max}$$

$$p_{bs} \geq 0, \forall b = 1, \dots, B$$

其中, \hat{c}_{bs} 是单位交易成本, M_s^{\max} 是次用户可以用于租赁频谱的最大预算, P_s^{\max} 是次用户功率预算及其在免授权子频段上发射功率总和的差值。第一个不等式约束集限制了次用户为资源单元支付的价格。

次用户之间非合作博弈的纳什均衡 $(\mathbf{p}^{S*}, \mathbf{d}^*) \in \mathcal{K}^S$ 与以下 VI 问题的解一致:

$$\sum_{b=1}^B \sum_{s=1}^S [\rho_{bs}^* + \hat{c}_{bs}] \times [p_{bs} - p_{bs}^*] - \sum_{s=1}^S [d_s - d_s^*] \geq 0 \quad (4.63)$$

$\forall (\mathbf{p}^S, \mathbf{d}) \in \mathcal{K}^S$, 其中 \mathbf{p}^S 和 \mathbf{d} 分别是 BS 维功率向量和 S 维功率向量, 它们的组成元素分别是 p_{bs} 和 d_s , 且有

$$\mathcal{K}^S = \{(\mathbf{p}^S, \mathbf{d}) \mid (\mathbf{p}^S, \mathbf{d}) \in \mathbb{R}_+^{BS+S}\}$$

$$\rho_{bs}^* + \hat{c}_{bs} \leq \frac{M_s^{\max}}{P_s^{\max}}, \forall b = 1, \dots, B, \forall s = 1, \dots, S$$

$$d_s = \sum_{b=1}^B p_{bs} \leq P_s^{\max}, \forall s = 1, \dots, S \quad (4.64)$$

4.3.4 频谱供应链网络的均衡

根据纳什均衡理论, 如果网络中决策者(包括频谱资源所有者、频谱经纪人、次用户)的最优化条件都以某种方式得到满足, 并且没有一个人有单方面改变其策略的动机, 就说网络达到一个均衡点。

频谱供应链网络的均衡 $(\mathbf{p}^{L*}, \mathbf{p}^{B*}, \mathbf{p}^{S*}, \mathbf{d}^*) \in \mathcal{K}$ 与以下 VI 问题的解一致:

$$\sum_{\ell=1}^L \sum_{m_{\ell}=1}^{M_{\ell}} \frac{\partial f_{m_{\ell}}(p_{m_{\ell}}^*)}{\partial p_{m_{\ell}}} \times [p_{m_{\ell}} - p_{m_{\ell}}^*] - \sum_{s=1}^S [d_s - d_s^*]$$

$$\begin{aligned}
& + \sum_{b=1}^B \sum_{s=1}^S \left[\frac{\partial c_{bs}(p_{bs}^*)}{\partial p_{bs}} + \hat{c}_{bs} \right] \times [p_{bs} - p_{bs}^*] \\
& + \sum_{\ell=1}^L \sum_{m_\ell=1}^{M_\ell} \sum_{b=1}^B \left[\frac{\partial c_{m_\ell b}(p_{m_\ell b}^*)}{\partial p_{m_\ell b}} + \frac{\partial \hat{c}_{m_\ell b}(p_{m_\ell b}^*)}{\partial p_{m_\ell b}} \right] \times [p_{m_\ell b} - p_{m_\ell b}^*] \geq 0 \\
& \forall (p^L, p^B, p^S, d) \in \mathcal{K}
\end{aligned} \tag{4.65}$$

其中,

$$\begin{aligned}
\mathcal{K} &= \{p^L, p^B, p^S, d \mid (p^L, p^B, p^S, d) \in \mathbb{R}_+^{(LM+S)(B+1)} \\
& \sum_{b=1}^B p_{m_\ell b} \leq C_{m_\ell}, \forall \ell = 1, \dots, L; \forall m_\ell = 1, \dots, M_\ell \\
& \sum_{s=1}^S p_{bs} = \sum_{\ell=1}^L \sum_{m_\ell=1}^{M_\ell} p_{m_\ell b}, \forall b = 1, \dots, B \\
& d_s = \sum_{b=1}^B p_{bs} \leq P_s^{\max}, \forall s = 1, \dots, S \\
& \rho_{bs}^* + \hat{c}_{bs} \leq \frac{M_s^{\max}}{P_s^{\max}}, \forall b = 1, \dots, B, \forall s = 1, \dots, S\}
\end{aligned} \tag{4.66}$$

价格 $\rho_{m_\ell b}^*$ 可从式(4.57)和(4.58)中得到

$$\rho_{m_\ell b}^* = \frac{\partial f_{m_\ell}(p_{m_\ell}^*)}{\partial p_{m_\ell}} + \frac{\partial c_{m_\ell b}(p_{m_\ell b}^*)}{\partial p_{m_\ell b}} \tag{4.67}$$

对于任何 ℓ, m_ℓ, b , 都有 $\rho_{m_\ell b}^* > 0$, 价格 ρ_{bs}^* 可从式(4.63)和(4.64)中得到

$$\rho_{bs}^* = \frac{M_s^{\max}}{P_s^{\max}} - \hat{c}_{bs} \tag{4.68}$$

对于任何 b, s , 都有 $\rho_{bs}^* > 0$ 。

频谱供应链网络的状态向量定义如下:

$$x = (p^L, p^B, p^S, d)^T \tag{4.69}$$

并置式(4.65)中相应的项,可以得到

$$\mathbf{F}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \left[\left[\frac{\partial f_{m_\ell}(p_{m_\ell}^*)}{\partial p_{m_\ell}} \right]_{m_\ell=1_\ell}^{M_\ell} \right]_{\ell=1}^L \\ \left[\left[\left[\frac{\partial c_{m_\ell b}(p_{m_\ell b}^*)}{\partial p_{m_\ell b}} + \frac{\partial \hat{c}_{m_\ell b}(p_{m_\ell b}^*)}{\partial p_{m_\ell b}} \right]_{b=1}^B \right]_{m_\ell=1_\ell}^{M_\ell} \right]_{\ell=1}^L \\ \left[\left[\frac{\partial c_{bs}(p_{bs}^*)}{\partial p_{bs}} + \hat{c}_{bs} \right]_{s=1}^S \right]_b^B \\ - \mathbf{1}_S \end{bmatrix} \quad (4.70)$$

其中, $\mathbf{1}_S$ 是 S 维向量, 其组成元素都是 1。式(4.65)和(4.66)的 VI 问题可以重新写成简化形式的 $\text{VI}(\mathcal{H}, \mathbf{F})$ 。

向量 \mathbf{x}^* 是 $\text{VI}(\mathcal{H}, \mathbf{F})$ 的纳什均衡点, 当且仅当 $\mathbf{x}^* \in \mathcal{H}$, 且对 $\forall \mathbf{x} \in \mathcal{H}$ 都满足以下条件:

$$(\mathbf{x} - \mathbf{x}^*)^\top \mathbf{F}(\mathbf{x}^*) \geq 0 \quad (4.71)$$

4.3.5 网络的动态性

对于认知无线网络的开放获取机制, 用 PDS 理论^[221] 将一个常微分方程(ODE)与得到的 VI 问题联系起来, 这使我们能够在动态框架中研究均衡问题。以下 $\text{PDS}(\mathcal{H}, \mathbf{F})$ 的稳定点与式(4.71)中 $\text{VI}(\mathcal{H}, \mathbf{F})$ 问题的解一致, 其中 \mathbf{F} 和 \mathcal{H} 分别由式(4.70)和(4.66)表示。

$$\dot{\mathbf{x}} = \Pi_{\mathcal{H}}(\mathbf{x}, -\mathbf{F}(\mathbf{x})) \quad (4.72)$$

$$\mathbf{x}(t_0) = \mathbf{x}_0 \in \mathcal{H} \quad (4.73)$$

4.3.6 网络的稳定性

在初值问题中, 由等式(4.72)和(4.73)所描述的 \mathbf{F} 如果是单调的, 那么

就可以保证频谱供应链网络的稳定性^[221]。 \mathbf{F} 是状态空间模型的具体表达式。

4.3.7 频谱供应链网络的传输网络表达形式

假设两个网络的节点之间存在一一对应关系，即一个网络中的每个节点对儿之间的链路数量等于另一个网络中对应节点对儿之间的链路数量。那么，这两个网络被认为是同构的。对于有向网络，相应的链路必须具有相同的方向^[238]。

文献[18]说明了电力供应链网络均衡模型与正确配置的传输网络均衡模型是同构的。因此，采用文献[18]中的方法，我们发现了市场驱动机制下的频谱供应链网络均衡模型与传输网络均衡模型之间的等价性^[59]。

举例来说，与之对应的传输网络如图 4-17 所示。它有五个层次，以及一个位于顶层的源节点 0 和 S 个位于底层的目的节点。网络中有 $1+L+L+LM+B+S$ 个节点， $L+LM+LMB+BS$ 条链路， S 个源/目的(O/D)节点对儿，以及 $LMBS$ 条路径。考虑下面的规定：

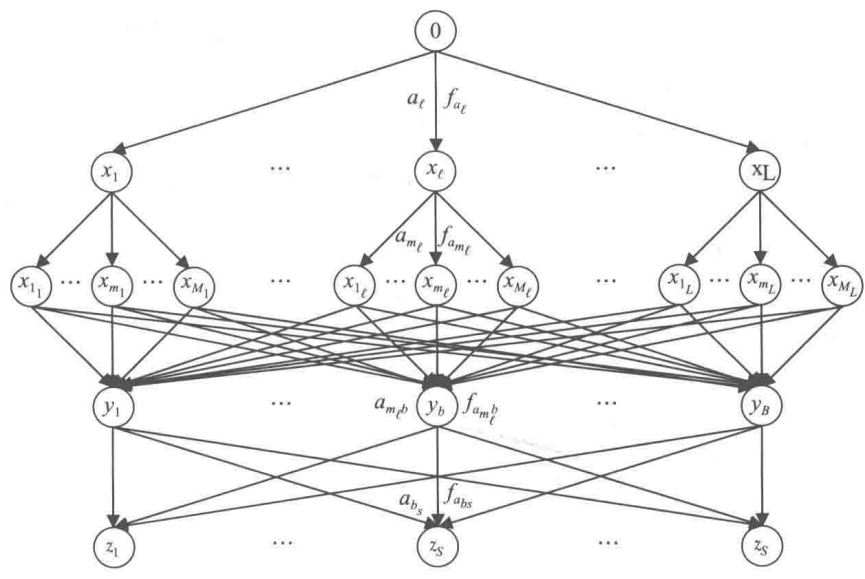


图 4-17 市场驱动机制下的频谱供应链网络的传输网络表达形式(来源：Haykin 和 Setoodeh(2015)^[37]。在 IEEE 的允许下进行了修改)

- a_ℓ 代表从节点 0 到节点 x_ℓ 的链路, 其链路流量为 f_{a_ℓ} , $\forall \ell=1, \dots, L$ 。
- a_{m_ℓ} 代表从节点 x_ℓ 到节点 x_{m_ℓ} 的链路, 其链路流量为 $f_{a_{m_\ell}}$, $\forall \ell=1, \dots, L$, 且 $\forall m_\ell=1_\ell, \dots, M_\ell$ 。
- $a_{m_\ell b}$ 代表从节点 x_{m_ℓ} 到节点 y_b 的链路, 其链路流量为 $f_{a_{m_\ell b}}$, $\forall \ell=1, \dots, L$, $\forall m_\ell=1_\ell, \dots, M_\ell$, 且 $\forall b=1, \dots, B$ 。
- a_{bs} 代表从节点 y_b 到节点 z_s 的链路, 其链路流量为 $f_{a_{bs}}$, $\forall b=1, \dots, B$, 且 $\forall s=1, \dots, S$ 。

因此, 一条典型的连接 O/D 对儿 $w_s=(0, z_s)$ 的路径 $q_{m_\ell^{bs}}$ 由四条链路 a_ℓ 、 a_{m_ℓ} 、 $a_{m_\ell b}$ 和 a_{bs} 组成。这条路径上相应的流量为 $x_{q_{m_\ell^{bs}}}$ 。令 d_{w_s} 代表与 O/D 对儿 w_s 有关的需求。那么对于相应的传输网络, 必须满足以下的流量守恒条件:

$$f_{a_\ell} = \sum_{m_\ell=1}^{M_\ell} \sum_{b=1}^B \sum_{s=1}^S x_{q_{m_\ell^{bs}}}, \quad \forall \ell = 1, \dots, L \quad (4.74)$$

$$f_{a_{m_\ell}} = \sum_{b=1}^B \sum_{s=1}^S x_{q_{m_\ell^{bs}}}, \quad \forall \ell = 1, \dots, L, \forall m_\ell = 1, \dots, M_\ell \quad (4.75)$$

$$f_{a_{m_\ell b}} = \sum_{s=1}^S x_{q_{m_\ell^{bs}}}, \quad \forall \ell = 1, \dots, L$$

$$\forall m_\ell = 1_\ell, \dots, M_\ell, \quad \forall b = 1, \dots, B \quad (4.76)$$

$$f_{a_{bs}} = x_{q_{m_\ell^{bs}}}, \quad \forall b = 1, \dots, B, \forall s = 1, \dots, S \quad (4.77)$$

同样地, 有

$$d_{w_s} = \sum_{\ell=1}^L \sum_{m_\ell=1}^{M_\ell} \sum_{b=1}^B x_{q_{m_\ell^{bs}}}, \quad \forall s = 1, \dots, S \quad (4.78)$$

因此, 可以确定以下三个结论:

(i) 如果有非负路径流量满足式(4.74)~式(4.78), 则可行路径流模式可以实现。

(ii) 可行路径流模式可以推导出可行的链路流模式，如文献[18]所述。

(iii) 基于以下四组方程所示的频谱供应链网络模型相应的可行发射功率向量，可以建立可行的链路流模式。

$$\sum_{m_\ell=1}^{M_\ell} p_{m_\ell} \equiv f_{a_\ell} \quad \forall \ell = 1, \dots, L \quad (4.79)$$

$$p_{m_\ell} \equiv f_{a_{m_\ell}} \quad \forall \ell = 1, \dots, L \quad \forall m_\ell = 1, \dots, M_\ell \quad (4.80)$$

$$p_{m_\ell b} \equiv f_{a_{m_\ell b}} \quad \forall \ell = 1, \dots, L \quad \forall m_\ell = 1, \dots, M_\ell \quad \forall b = 1, \dots, B \quad (4.81)$$

$$p_{bs} \equiv f_{a_{bs}} \quad \forall b = 1, \dots, B \quad \forall s = 1, \dots, S \quad (4.82)$$

基于上述三个结论，我们可以从传输网络方面的文献中获益，从而加深我们对市场驱动式认知无线网络潜在动态性的认识^[37]。

4.4 供应链的效率

正如前面所提到的，频谱供应链网络由多个相互作用和相互竞争的决策单元组成。这些单元是目标搜索子系统，它们和与自己同级别的单元具有互相冲突的目标。每个单元可能掌握较少的如下相关信息：其竞争对手的预算和策略，以及它们收集和处理信息的能力。对于缺乏关于其他局中人的知识的问题，决策单元可能会选择一种悲观的态度来应对^[66]。在前两节中，在两种不同频谱供应链网络机制下，我们将不同层的多个博弈合并为一个单一的博弈，并将其表述为一个单一的变分不等

式问题。由此我们建立了网络的动态模型，用以描述不均衡行为并找到了存在唯一均衡点的条件。

文献[221]中提出了一种基于时间离散化的 $\text{PDS}(\mathcal{X}, \mathbf{F})$ 的迭代算法，用于网络状态轨迹的计算。在每一个时间步 t 中，这个算法解决了最小范数问题：

$$\min_{\mathbf{x}(t+1) \in \mathcal{X}} \|\mathbf{x}(t+1) - [\mathbf{x}(t) - a(t)\mathbf{F}(\mathbf{x}(t))]\| \quad (4.83)$$

相当于也解决了如下的二次规划问题：

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{x}(t+1) \in \mathcal{X}} \quad & \frac{1}{2} \mathbf{x}^T(t+1) \mathbf{x}(t+1) \\ & - [\mathbf{x}(t) - a(t)\mathbf{F}(\mathbf{x}(t))] \cdot \mathbf{x}(t+1) \end{aligned} \quad (4.84)$$

其中 \mathbf{x} 表示状态向量，“ \cdot ”表示点积。可以通过选择较小的步进 $a(t)$ 来实现状态轨迹的良好近似。此外，由于均衡是状态轨迹上的一个点，因此均衡也可以通过求解上述二次规划问题而得到^[66]。

值得注意的是，即使存在唯一的纳什均衡点，它仍然可能不是帕累托有效的。虽然任何一个局中人人都没有单方面背离纳什均衡解的动机，但局中人群体形成的联盟可能会觉得集体背离纳什均衡解很有吸引力。换句话说，尽管纳什均衡解不受任何一个局中人单方面背离的影响，但它很容易受到形成某种联盟的局中人群体背离的影响^[177]。

为提高性能，认知无线网络中的合作博弈已得到广泛的研究。有人提出，认知无线电群体可以形成联盟来进行频谱感知^[239]、中继^[240]以及在共享子频段中协同优化他们的发射功率^[63]。然而，在合作博弈中，性能的提高是以形成联盟的局中人之间用于协调的信息交换为代价的。因此，一般来说，在局中人之间分享更多的信息可能会带来更有效的解决方案。信息交换的效率和交换的信息量数量之间的权衡已经引起了不

同学科研究人员的关注。处理复杂系统(如供应链网络)的系统设计者,一直在寻找当信息交换量介于非合作框架和完全合作框架之间时,收敛到帕累托最优集的方法^[241]。

除了均衡解的效率外,我们还必须注意供应链的整体效率。为了研究供应链的效率,我们必须考虑两种不同层次的性能^[242]:

- 供应链组成部分的性能。
- 整个供应链网络的性能。

供应链的全局性能取决于每个单元的局部性能,以及它们之间的权衡和相互作用。众所周知,竞争的决策单元的自私行为可能导致效率低下。另一个导致效率低下的原因是一些频谱资源所有者故意不出租他们的空闲子频段,通过提高价格从而提高他们的收益。这种行为被称为理性低效率,并形成了一个不完全竞争市场^[243]。一般来说,不同的单元可能有不同的目标,单一的测量方法可能并不足以评估供应链的效率。要解决效率问题,必须将网络不同层次的多个博弈的收益结构组合成一个单一的结构,即博弈耦合^[244]。

综上所述,频谱供应链是一个异构网络,不同的决策者在信息收集和信息处理能力、预算、优先级和策略方面是有差异的。有两种方法可以提高这种网络的效率^[242]:

- 通过适当的信息共享和消息传递机制,在决策者群体之间建立联盟^[245]。
- 强调顶层管理过程。

认知动态系统模型^[13]为设计起到顶层管理作用的监管系统提供了很好的候选方案^[37]。

4.5 小结

4.5.1 认知无线电网路的两种机制

在这一章中,我们讨论了认知无线电网路的两种不同机制:开放获

取机制和市场驱动机制。开放获取机制包含两类用户：主用户(频谱资源所有者)和次(认知无线电)用户。市场驱动机制引入了在主用户和次用户之间进行协调的频谱经纪人。在接下来的内容中，我们总结了这两种机制的运行方式^[37]：

1. 开放获取机制，其运行方式可概括如下：

- 就认知无线电用户而言，他们依赖于特定时间点和特定空间位置上的频谱空洞，主用户(即频谱资源所有者)未使用的子频段定义为频谱空洞。
- 认知无线电用户对频谱空洞的利用必须以不影响主用户通信性能的方式进行。
- 为了发现频谱空洞，必须规定频谱感知的使用，无论何时何地对于次用户来说频谱感知都是可以开放获取的。频谱感知需要以如下方式设计：保证次用户的 QoS 可以与主用户的 QoS 相互兼容。相应地，频谱感知器需要在计算上是高效的(即快速的)，并且在性能上是鲁棒的。
- 动态频谱管理器负责在相互竞争的认知无线电用户之间分配频谱空洞，它需要以一种自组织的方式来运行。因此，次用户的动态频谱管理器可以看作是传统无线通信系统的中央基站在认知无线电网络中的等价物。受人类大脑启发而提出的自组织-动态频谱管理(SO-DSM)实现了文献[130]中所描述的认知功能。
- 由于 QoS 是一种实际的要求，因此在面对无线信道的非平稳特性时，发射功率控制器必须具有鲁棒性。事实证明，频谱空洞的出现和消失使信道变得更加不平稳。鲁棒迭代注水算法(IWFA)是一种非常适合于满足发射功率控制器鲁棒性要求的算法^[66]。
- 最后，也是最重要的一点，我们必须对认知无线网络潜在的动态性给予足够的关注，以保证瞬态行为能够收敛到一个平稳的均

衡点。广义纳什均衡为认知无线电网络的收敛行为提供了一个合适的原则,虽然纳什均衡可能不是一个最优解。最优性和易计算性之间存在着一种折中。用户和频谱空洞的出现和消失,使认知无线网络成为一个高度动态的环境,在认知无线网络中找到一个可以快速获得的、相对较好的解(即一个次优解)是唯一可行的目标。否则,在利用频谱空洞进行通信之前,它们可能就已经消失^[66]。

2. 市场驱动机制与开放获取机制的不同之处在于其引入了经纪人,从而在主用户和次用户之间进行协调,并为他们提供相似的 QoS。其运行方式可归纳如下:

- 经纪人就频谱资源所有者拥有的未使用的子频段的价格进行协商,协议约定的价格必须能够被频谱资源所有者和次用户都接受。谈判的最终结果对频谱资源所有者和次用户来说是双赢的。频谱资源所有者因为出租其未使用的子频段得到报酬而获利,而次用户也因为实际上能够动态接入子频段而获利。
- 由于有经纪人进行这种协商,认知无线电用户的功能可以通过有效地省略以下两种认知功能来简化:频谱感知和动态频谱管理。换言之,频谱感知和动态频谱管理对开放获取机制下的认知无线电用户来说是必不可少的。然而,为适应经纪人的引入,在市场驱动机制下的认知无线电用户将这两个功能进行了剔除。在这样做的过程中,经纪人的新功能被引入到市场驱动机制的结构中。
- 开放获取的认知无线电用户之间的竞争主要集中在未被使用的频谱空洞(子频段)上。然而,市场驱动机制下的认知无线电用户相互竞争,目的是以最低的价格获得频谱空洞的使用权,它是通过嵌入网络中的经纪人在频谱资源所有者和次用户之间进行协商来实现的。
- 为使市场驱动机制下的认知无线网络成功运行,主用户和次用

户通过经纪人进行协商的过程必须是高效的(即计算速度快的)和可靠的,以满足给定的 QoS 要求。

4.5.2 供应链网络

尽管它们彼此不同,但实际上,开放获取和市场驱动的认知无线网络都是供应链网络的实例,频谱在其中扮演了商品的角色。然而,如图 4-18 和图 4-19 所示,这两种认知无线网络在以下两方面具有显著的不同:

- (i) 开放获取的认知无线网络的均衡和瞬态行为是受网络结构的潜在动态性支配的,其中主用户网络和次用户网络构成一个二级网络。
- (ii) 另一方面,市场驱动的认知无线网络的均衡和瞬态行为有一个额外的中间层,即经纪人,这使潜在的数学计算更加复杂。

因此,这两种认知无线网络的行为自然是完全不同的。另一种区分这两种网络的方法是检测它们的定向信息流,如图 4-18 和图 4-19 所示。

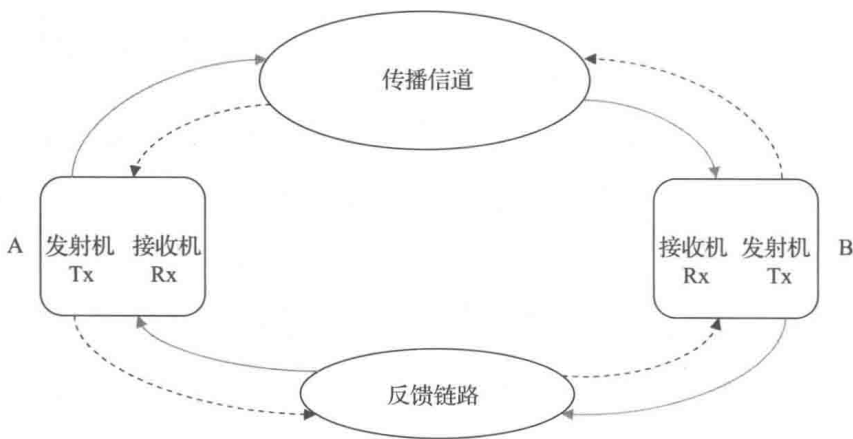


图 4-18 开放获取机制下的定向信息流。两个感知-行动循环在相反的方向运行,取决于哪个收发器在听,以及哪个收发器在说。考虑到这个场景,收发器 B 的 Rx(即接收机)作为无线电场景分析器来运行。收发器 A 的 Tx(即发射机)作为动态频谱管理器/发射功率控制器来运行。因此感知-行动循环如实线箭头所示。在下一个感知-行动循环中,对于收发器 B 来说场景发生了反转,因此循环如虚线箭头所示。并且,循环定向信息流也沿此方向行进(来源: Haykin 和 Setoodeh(2015)^[37]。经 IEEE 许可复制)

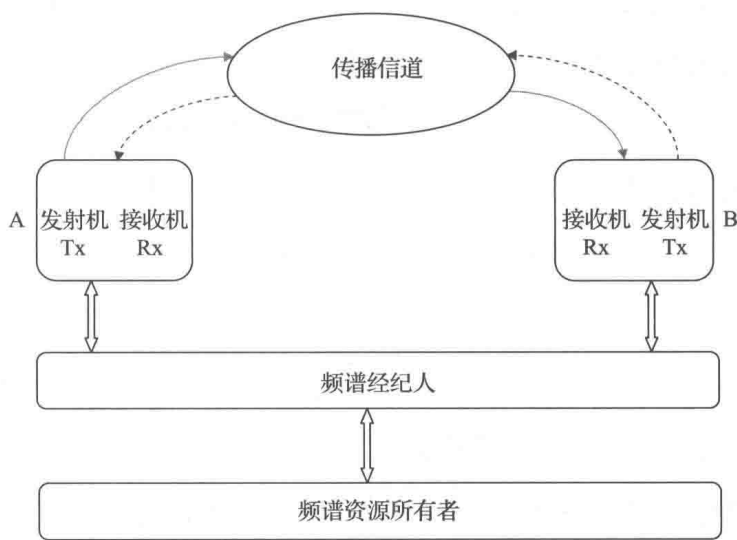


图 4-19 市场驱动机制下的定向信息流。这里，在涉及频谱经纪人的协商完成后，传播信道可以用于通信。收发器 B 的 Rx(即接收机)与收发器 A 的 Tx(即发射机)通过频谱经纪人和频谱资源所有者的结合建立起连接。从而建立起一个感知-行动循环，如实线箭头所示。对于下一个感知-行动循环，定向信息流是反向的，如虚线箭头所示 (来源：Haykin 和 Setoodeh(2015)^[37]。经 IEEE 许可复制)

4.5.3 认知无线电的商业化

如果没有明确我们在认知无线电商业化问题上所占的立场，那么本章所介绍的认知无线网络的研究将是不完整的。

认知无线电是由 Mitola 和 Maguire 在那篇著名的论文中提出的^[35]。在那篇论文发表后的几年里，涌现出大量关于认知无线电各个方面的文献，但是是以一种相当不平衡的方式涌现。具体地说，很大一部分文献集中在频谱感知这项认知功能上。然而，相比之下，关于频谱管理的自组织学习这项认知功能的文献却相当匮乏，更不用说对于开放获取机制下认知无线电商业化的研究了。我们原以为现在关于动态频谱管理的自组织学习方面的文献会和频谱感知方面的文献一样丰富。唉，事实并非如此！

尽管在频谱感知和在动态频谱管理方面的文献数量不均衡,开放获取机制的认知无线网络逻辑上可商业化的空间和自组织网络在军队中的应用空间一样广阔。

至于市场驱动机制下的认知无线网络,它们对无线通信网络供应商来说更加适合。从某种意义上说,市场驱动机制因以下几个原因而极具商业意义:

- 网络供应商的硬件和软件的大部分基本上都会保持原样。
- 频谱经纪人和他们的软件需求将嵌入到网络供应商的架构中,避免了在用户端增加频谱感知和动态频谱管理的部分。
- 通过将认知无线电规则纳入到网络供应商中,可以保证认知无线电用户的 QoS 需求。

4.5.4 认知在认知无线网络中的作用

区分认知无线网络与普通无线通信网络的基本概念是认知。如第1章所述,认知有五个要素^[13,36]:

(i) 感知-行动循环,其功能是使认知无线网络获得的关于无线电环境的信息,该功能从一个循环到下一个循环不断重复进行。

(ii) 动态记忆,它预测认知无线电用户所采取的行动的结果。从这个意义上讲,动态记忆具有预测性。

(iii) 注意力,它的功能是提高认知无线电用户可用计算资源的利用率。

(iv) 智能,它建立在前三个要素的基础之上,认知无线电用户用其进行最优决策和控制数据传输。

(v) 语言,在存在认知实体的网络环境中更为重要。例如,网络中的一组认知实体之间可能需要一种共同的语言来进行对话,以便进行协调。为此,Mitola 提出了认知无线网络的无线电知识表示语言(RKRL)的

概念^[29]。

要素(i)、(iv)和(v)在开放获取机制和市场驱动机制中都是相同的。然而,对于要素(ii)和(iii),在两种机制下的认知无线网络中是不同的^[37]。

1. 在开放获取机制下,我们可以将记忆嵌入到无线电场景分析器中。此外,记忆也体现在动态频谱管理中^[13]。

2. 然而,在市场驱动机制下,记忆和注意力都是由频谱经纪人负责实现的,这从直觉上看是令人满意的。如果一个人类操作者充当了经纪人的角色,那么就自然而然地会考虑到记忆和注意力这两个原则。同样地,经纪人也可以使用神经网络来使自己具备认知功能^[48],这样,我们就有了一个认知频谱经纪人,他的功能是利用机器通信代表频谱资源所有者与次用户进行协商。

在开放获取机制中,频谱感知和动态频谱管理是认知无线网络的核心。然而,在市场驱动机制中,认知频谱经纪人是认知无线网络的核心。

作为一种可选方案,在面向数据库的频谱接入方案中,无线电环境地图(REM)扮演了频谱经纪人以及频谱感知器和动态频谱管理器的角色。任何有利于主用户和次用户共存的网络信息都存储在REM中。这包括但不限于物理环境、规则和策略以及主用户的活动模式和配置文件。次用户通过查询此数据库,获得基于其地理位置(即纬度和经度)的可用于频段信息。这样,非认知的无线设备也可以形成认知无线网络^[246]。例如,在TV白频谱中,除了无线电收发器不需要具备那样先进的感知和处理能力之外,面向数据库的频谱接入方案与开放获取机制非常相似。然而,这些数据库需要快速更新^[89]。

认知无线电可以看作是一台具有内部计算机的无线电,或者可以看作是一台能够通信的计算机。因此,它是一个计算机密集型系统^[30]。鉴

于此,对于资源的分配,无线电资源和计算资源都应引起我们的注意。为了拥有更节能的无线电,耗能的计算任务可以分流至相邻的服务器上。并且,认知无线电可以通过云计算按需利用计算资源^[247]。这与利用认知无线电提高频谱利用率的观点非常相似。文献[248]建议建立一个基于云的交易引擎,次用户通过该引擎可以在基于拍卖的竞争中获取无线电资源。这种基于云的系统可以在未来的频谱供应链网络中发挥频谱经纪人的作用。

值得注意的是,市场驱动的频谱供应链网络可以用两种不同的方法来实现:

- 一种方法是考虑仅有一级频谱经纪人的网络,即本章所述的方法。
- 另一种方法是考虑具有两级频谱经纪人的网络,这两级频谱经纪人相互协商,一级代表网络供应商(即频谱资源所有者),另一级代表次用户。

两种方法都有各自的优点。然而,在农村地区,第二种方法可能更适用^[249]。

频谱供应链网络的可持续性

第四次工业革命(工业 4.0)的特征之一是在任何时间、任何地点与任何网络无处不在的连接。然而,带宽是实现与工业 4.0 相关的所有新技术的瓶颈,如信息物理系统、物联网、服务互联网和云计算。因此,在设计 5G 时必须考虑到带宽问题。尽管已提出的 5G 使能技术,如异构网络、毫米波和大规模 MIMO 等都有各自的优点,但当应对工业 4.0 中不断增加的带宽需求时,认知无线电也值得特别关注^[250]。这一章的重点是通过建立人工经济模型来改善频谱供应链网络的可持续性。众所周知,纳什均衡并不能抵御联盟的形成。因此,为了保证通信网络的可持续性,基于瑞典经济学家 Eric Lindahl 所提出的理论,我们提出了一种资源分配的方法来实现帕累托最优。

5.1 免授权频段类似公共物品

在经济学中,消费者不付出代价就不能够获得物品和服务,这种物品和服务被称为排他性的;否则,它们被称为非排他性的。对于物品和服务,我们关心的另一个特征是它们的竞争性(减法性),它涉及一个消费者的访问是否会阻止或限制另一个消费者同时访问的问题。排他性是一种二元特性,然而竞争性可视为连续特性体。更准确地说,只有在达到一定容量时,物品或服务才可能被视为非竞争的。例如,在某一频段,若干无线电收发器的共存增加了每个无线电设备遭受的干扰水平。综合

所述,根据排他性和竞争性,将物品和服务分为四类^[251]:

- 私人物品,具有排他性和竞争性。
- 公共池塘资源,具有非排他性和竞争性。
- 俱乐部物品,具有排他性和非竞争性。
- 公共物品,具有非排他性和非竞争性。

在经济学术语中,授权频段和免授权频段分别属于私人物品和公共池塘资源。从这个角度来讲,可以在博弈论框架下对授权频段和免授权频段的频谱共享问题进行研究。

在博弈论框架下,对一般的局中人来说,他们的收益以及他们之间相互作用的方式是形式化的。然后,寻找与特定解的概念相匹配的具有某些特征的结果集。一种普遍的解的概念是著名的纳什均衡,在这种均衡中,没有任何一个局中人有单方面改变其策略的动机。然而,去中心化资源分配方法实现的纳什均衡可能不是帕累托最优的。如果不存在另一个可行的分配,使得该分配至少对所有用户都是一样好的,并对他们中的某些用户来说更好,那么就说这个可行的分配是帕累托最优的。换句话说,在帕累托最优状态下,不能通过牺牲其他用户的效用来改善某个用户的效用。在非合作博弈中,公地悲剧等现象通常会导致低效的均衡^[194]。

正如文献[37]所建议的那样,无论无线电收发器属于主用户还是次用户,都可以看作频谱供应链网络中的消费者。设计一个在认知无线网络中发挥顶层管理作用的监管系统将会提高网络的性能。鉴于此,我们可以在博弈论框架中利用监管系统进行机制设计^[68]。通过这种方式,监管系统使结果具有预期特征。然后,设计局中人之间相互作用的规则以使预期结果达到均衡。这样的结果必须是明确定义的、可行的和经济的。此外,在均衡和不均衡情况下,该机制都应该为局中人提供可接受的结果^[252]。文献[37]将无线通信网络视为一个频谱供应链的超级网络,基于该开发框架,我们利用监管系统设计了一个产生林达尔均衡的市场

机制^[253]。在满足萨缪尔森条件的意义上,林达尔分配和定价既是个人理性的,也是帕累托有效的^[254]。这一条件表明,帕累托最优的必要条件是,每一个用户用公共池塘资源代替私有资源的边际置换率总和,必须等于从私有资源角度来衡量的公共池塘资源的边际成本^[255]。

5.2 频谱供应链网络类似一种人工经济

在文献[37]中,作者考虑了频谱共享的两种机制:开放获取机制和市场驱动机制。前者更适用于免授权频段;后者更适用于授权频段,并为网络供应商支持认知无线电商业化提供了动力。考虑到这两种机制,我们开发出一种理论框架,使两个无线通信世界(即网络供应商和认知无线网络)能够和谐共处。在我们提出的框架中,整个无线世界被视为一个频谱供应链网络,在这个网络中,频谱扮演商品的角色,网络供应商是频谱的提供者,它们的主用户扮演频谱消费者的角色。另一个消费者群体,即次用户,可以通过频谱经纪人加入这个供应链网络,频谱经纪人在网络供应商和次用户之间扮演中介的角色。频谱经纪人从网络供应商那里购买未被充分利用的授权子频段的使用权,并将其出售给次用户。这样的供应链是一个三级网络,每一级的决策者(即网络供应商、频谱经纪人和次用户)与它们的同级决策者竞争,以使其利益最大化。次用户也可以选择使用免授权频段,它们可能会以竞争的方式试图从免授权频段中获得尽可能多的频谱。次用户之间通过有限的资源池(即免授权频段)间接地相互作用,从而引发竞争^[66]。如果它们免费从免授权频段中获得的频谱质量不够好,则它们可以通过付费且在有限的时间内租用一部分授权频段,来满足其带宽需求。

从博弈论的角度来看,次用户参与了两种博弈:一种是从免授权频段中免费获得频谱的博弈,另一种是从授权频段中以尽可能低的价格获得频谱的博弈。在频谱供应链网络中还进行着另外两种形式的博弈:一

种是网络供应商之间的博弈,另一种是频谱经纪人之间的博弈。在这个框架中,频谱经纪人支付给网络供应商的价格和次用户支付给频谱经纪人的价格被认为是内生变量。在[37]中推导出了支配频谱供应链网络动态性的状态空间模型,其平稳点是网络中各层级组合博弈的纳什均衡。正如前一章所述,这种状态空间模型既可以分析网络的均衡行为,也可以分析网络的不均衡行为。实际上,网络并不总是处于均衡状态。因此,状态空间模型对网络分析是至关重要的。

网络供应商可以暂时共享频谱、基础设施,或者二者兼而有之,以实现互惠互利。同理,认知无线网络也可以从网络供应商那里租赁频谱、基础设施,或二者兼而有之。在[256]中提出了一种通用的经济模型,它涵盖了所有我们提到的不同网络横向融合的案例。在频谱供应链中,不同网络的合并和拆分改变了供应链的拓扑结构,并要求重新设计供应链以达到提高性能的目的。因此,必须以动态的方式设计和重新设计频谱供应链的结构^[257]。鉴于此,频谱供应链网络就其自身的动态拓扑结构而言,确实是一个复杂的网络。此外,网络的多层结构导致了复杂的多尺度动态性^[59,211]。

值得注意的是,即使在免授权频段的公共池塘中存在唯一的纳什均衡点,它也可能不是帕累托最优的。此外,我们必须考虑信息收集(即频谱感知)成本,以及在寻找合适的、不是很拥挤的子频段时计算时间和计算能力上的约束。鉴于每个用户有限的感知能力和计算能力,一些次用户可能不得不形成联盟,以便能够通过分摊相应成本来扫描更多的频谱。通过形成频谱感知联盟,次用户降低了漏检隐终端的可能性^[82]。在授权频段中,由频谱经纪人负责处理以上问题。因此,尽管在这些频段中次用户要为使用授权频段付费,但频谱感知和动态频谱管理(即信道分配)的计算负担将从其肩上卸下。

作为认知无线电用户各自进行频谱感知和动态频谱管理的替代方案,可以采用面向数据库的频谱接入方案,该方案可建立一个无线电环境地

图(REM)^[246]。在这个框架中, 监管系统将负责建立 REM, 保持更新 REM, 并作为资源配置和分配的参考系统。通过这种方式, 监管系统将能够引导网络趋向于对个人和社会来说都有益的解。如前所述, 这种解的概念称为林达尔均衡^[253]。图 5-1 显示了频谱供应链网络的建议结构, 它促进了授权频段和免授权频段之间的频谱共享。

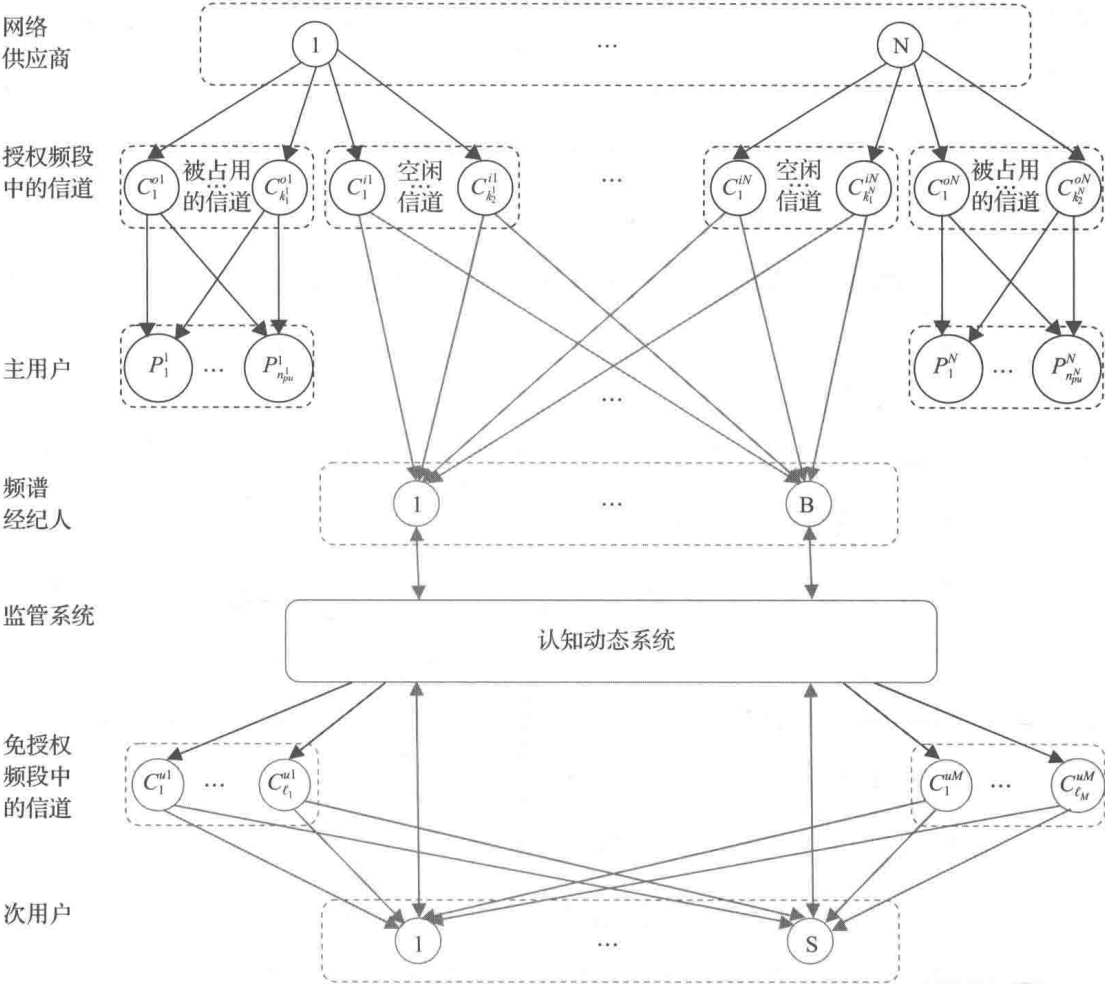


图 5-1 复杂的频谱供应链网络促进了授权频段和免授权频段之间的频谱共享。免授权频段中的认知动态系统与授权频段中的网络供应商相对应, 而频谱经纪人的作用则是协调这两个无线世界。假设有 N 个网络供应商, 其中第 j 个网络供应商为 n_{pu} 个主用户提供服务, 并拥有 $k_1 + k_2$ 个信道。这些信道中, 有 k_1 个信道被第 j 个网络供应商服务的 n_{pu} 个主用户占用, 假定其余 k_2 个信道为空闲的, 可被二次使用。有 B 个频谱经纪人, 它们从网络供应商那里购买空闲信道的使用权, 并将其出售给 S 个活动的次用户(即认知无线电用户)。假设有 M 个未被充分利用的频段, 第 k 个频段包含 ℓ_k 个可被开放获取机制下的次用户使用的信道

5.3 以达到林达尔均衡为目标

考虑一个具有时间、频率和功率的三个相关的不同维度的三维资源空间，传输信息单元所需的最小功率称为资源单元^[37,235]。在一个具有 S 个活动的次用户的群体中，假设有 m_ℓ 个授权信道和 m_u 个免授权信道可以用于通信。假设在以适当的价格付费之后，次用户 i 获得可以接入授权频段内多个信道的权限。用户 i 消耗的授权资源用向量 $\boldsymbol{\phi}^i$ 表示。每个次用户都可以接入免授权频段，用户 i 消耗的免授权资源用向量 $\boldsymbol{\psi}^i$ 表示。那么，用户 i 的效用函数定义为 $U^i(\boldsymbol{\phi}^i, \boldsymbol{\psi}^i)$ 。接入授权频段的 m_ℓ 维价格向量用 \boldsymbol{p} 表示，用户 i 为接入 REM 而支付的 m_u 维价格向量用 \boldsymbol{q}^i 表示，我们也可以定义 $\boldsymbol{q} = \sum_{i=1}^S \boldsymbol{q}^i$ 。这个价格包括为接收信息所支付的费用以及为建立和更新地图所支付的费用。简言之，它是经济成本和信息（即计算）成本的结合。林达尔模型的特点可总结如下，乍一看似乎在直观上不符合逻辑^[258]：

- 不同次用户可以使用不同数量的授权信道，但是在均衡的情况下，他们为使用某一特定的信道会支付相同的价格。
- 所有次用户都可以接入相同的免授权频段，但是无论在经济上还是在计算上，他们都可能会支付不同的价格。

现在我们回顾文献[258]中给出的一些定义。授权频段和免授权频段的总消耗量分别由向量 $\boldsymbol{\phi} = \sum_{i=1}^S \boldsymbol{\phi}^i$ 和 $\boldsymbol{\psi} = \sum_{i=1}^S \boldsymbol{\psi}^i$ 表示。向量 $\boldsymbol{\phi}$ 也可以看作是网络供应商提供给次用户使用的私有资源的总和，它依赖于主用户的通信模式。总输出向量定义为这两个总消费向量的级联 $[\boldsymbol{\phi}^T, \boldsymbol{\psi}^T]^T$ 。假定总输出的可行集 $\mathcal{X} \subset \mathbb{R}^{m_\ell + m_u}$ 是闭有界的。资源分配的可行集包括所有的分

配 $\{\phi^1, \dots, \phi^S, \psi^1, \dots, \psi^S\}$, 且满足 $\left[\sum_{i=1}^S (\phi^i)^T, \sum_{i=1}^S (\psi^i)^T \right]^T \in \mathcal{K}$ 。我们考虑一个财富分布函数 $w^i(p, q)$, 根据经济预算和计算预算决定每个用户的财富。假定财富函数具有以下性质:

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^S w^i(p, q) &= \max p^T \phi + q^T \psi \\ \text{s. t. : } \begin{bmatrix} \phi \\ \psi \end{bmatrix} &\in \mathcal{K} \end{aligned} \quad (5.1)$$

简单地说, 认知无线网络的财富(即所有次用户的总财富)将等于对任何授权信道价格和任何免授权信道林达尔价格来说最有价值的可行总输出。

林达尔均衡由授权信道最优价格向量 p^* 、免授权信道上每个用户各自的最优价格(即林达尔价格) $\{q^{*1}, \dots, q^{*i}, \dots, q^{*S}\}$ 以及授权信道和免授权信道的最优分配 $\{\phi^{*1}, \dots, \phi^{*S}, \psi^{*1}, \dots, \psi^{*S}\}$ 组成。我们可以通过解决以下优化问题得到用户 i 的最优资源分配 $\{\phi^{*i}, \psi^{*i}\}$:

$$\begin{aligned} \max_{\phi^i, \psi^i} \quad & U^i(\phi, \psi) \\ \text{s. t. : } \quad & (p^*)^T \phi^i + (q^{*i})^T \psi^i \leq w^i(p^*, q^*) \end{aligned} \quad (5.2)$$

其中 $q^* = \sum_{i=1}^S q^{*i}$ 。在授权频段中, 当网络供应商、频谱经纪人和次用户之间的三级博弈达到均衡时, 我们可以得到最优价格向量 $p^{*[37]}$, 它是一个内生变量。这样定义的林达尔均衡具有我们期望的帕累托最优性特征^[255, 258]:

定理(林达尔均衡的帕累托最优性): 如果所有的消费者都有局部未满足的偏好, 那么林达尔均衡就是帕累托最优的。

证明: 假设分配 $\{\phi^{*1}, \dots, \phi^{*S}, \psi^{*1}, \dots, \psi^{*S}\}$ 达到林达尔均衡,

相应的私人物品价格为 p^* , 林达尔价格为 $\{q^{*1}, \dots, q^{*i}, \dots, q^{*S}\}$ 。如果 $\{\phi^1, \dots, \phi^S, \psi^1, \dots, \psi^S\}$ 是另一种可选的分配方案, 若要使它帕累托优于 $\{\phi^{*1}, \dots, \phi^{*S}, \psi^{*1}, \dots, \psi^{*S}\}$, 那么对于所有个体来说, 都必须满足以下条件:

$$U^i(\phi^i, \psi^i) \geq U^i(\phi^{*i}, \psi^{*i}) \quad (5.3)$$

对某一用户 j 来说, 上式严格不等。考虑不等式(5.3), 以及 $\{\phi^i, \psi^i\}$ 没有取代 $\{\phi^{*i}, \psi^{*i}\}$ 成为优化问题(5.2)的解, 我们得出这样的结论: $\{\phi^i, \psi^i\}$ 一定违反了式(5.2)中的约束条件。换句话说, 对于用户 j , 我们有 $(p^*)^T \phi^i + (q^{*i})^T \psi^i \geq w^j(p^*, q^*)$ 严格不等。也就是说, 比起 $\{\phi^{*1}, \dots, \phi^{*S}, \psi^{*1}, \dots, \psi^{*S}\}$, 用户 j 更加喜欢 $\{\phi^1, \dots, \phi^S, \psi^1, \dots, \psi^S\}$ 。为所有用户添加这些不等式, 得到

$$\sum_{j=1}^S ((p^*)^T \phi^j + (q^{*j})^T \psi^j) > \sum_{i=1}^S w^i(p^*, q^*) \quad (5.4)$$

从财富函数的定义(5.1), 可得

$$\sum_{i=1}^S w^i(p^*, q^*) \geq (p^*)^T \phi' + (q^*)^T \psi' \quad (5.5)$$

对所有 $\begin{bmatrix} \phi' \\ \psi' \end{bmatrix} \in \mathcal{H}$, 根据式(5.4)和式(5.5), 可以总结出

$$\sum_{i=1}^S ((p^*)^T \phi^i + (q^{*i})^T \psi^i) > (p^*)^T \phi' + (q^*)^T \psi' \quad (5.6)$$

对所有 $\begin{bmatrix} \phi' \\ \psi' \end{bmatrix} \in \mathcal{H}$, 以简化形式重写上述不等式的左侧, 得到

$$(p^*)^T \phi + (q^*)^T \psi > (p^*)^T \phi' + (q^*)^T \psi' \quad (5.7)$$

对于任何可行集 ϕ' 和 ψ' ，由于 $(p^*)^T \phi + (q^*)^T \psi$ 比 $(p^*)^T \phi' + (q^*)^T \psi'$ 大，因此 ϕ 和 ψ 一定代表一个非可行分配方案： $\begin{bmatrix} \phi \\ \psi \end{bmatrix} \in \mathcal{K}$ 。换句话说，帕累托优于 $\begin{bmatrix} \phi^* \\ \psi^* \end{bmatrix}$ 的分配方案 $\begin{bmatrix} \phi \\ \psi \end{bmatrix}$ 是不存在的。至此，定理得到反证。

5.4 小结

这一章的基本目标是使网络供应商拥有的授权频段生态系统与认知无线网络使用的免授权频段和谐共处。和谐共处的总体目标是提高宝贵的自然资源——无线电频谱的利用率。这一目标通过以下三方面实现：

1. 以公平的方式开发 CDS，从而提高免授权频段的频谱利用率。
2. 向网络供应商寻求接入授权频段的权限，以满足次用户的需求。
3. 和谐共处的本质具有双重意义：第一，对次用户来说，核心问题是花钱购买频谱。第二，对网络供应商来说，核心问题是通过允许使用频谱来赚钱。最后，这两个问题实际上由频谱经纪人负责解决。

根据刚刚提出的观点，我们可以建立以达到纳什均衡为目标的人工经济模型，它同时也是帕累托最优的。以达到所谓的林达尔均衡为目标，将会提高频谱供应链网络的可持续性。

认知异构网络

为应对日益增长的移动宽带流量需求，异构网络(HetNet)提供了一种创新的、智能化的、现实的和实用的方法来扩展移动网络容量^[259]。在这个新出现的通信网络模式中，例如微蜂窝和中继节点这样的低功率节点也会部署在宏蜂窝中^[260]。此外，我们还可以在网络中使用各种各样的无线电接入技术、架构和传输方案。因此，这个网络被称为是异构的^[259]。由异构网络模式提出的这种小蜂窝超密集化可以认为是5G的关键使能技术之一^[261-262]。另外两个重要的技术是：毫米波^[263]和大规模多天线阵列^[264]。前者将引入新的频谱，后者通过提高比特/秒/Hz/节点的数值，进一步提高了频谱效率。在网络工作层，网络功能虚拟化(NFV)和软件定义网络(SDN)被看作是基于云的网络的两种技术趋势。5G必须支持类型非常广泛的无线设备。因此，实际上，在向5G演进的过程中，网络的异构性将显著增加^[261]。本章以文献[256]提出的框架为基础进行分析。

6.1 异构网络

在异构网络中，宏蜂窝负责广覆盖，而微蜂窝则部署于宏蜂窝覆盖的盲区以及接近于对覆盖要求较高的位置。这些微蜂窝将会改善室内覆盖，降低宏蜂窝基站的流量拥塞。然而，由于来自宏蜂窝的严重干扰，微蜂窝可能会提供有限的分流能力。但从积极的方面来看，配置受限接

入的微蜂窝,通过分配更多的资源给少数用户,可以为少数用户提供更好的服务质量(QoS)。此外,由于用户可以从较近的微蜂窝基站接收到相对较强的信号,因此可以通过部署微蜂窝来减少总功耗。基本上,微蜂窝可以通过即插即用的方式安装,有些甚至不需要有线馈线,这使得它们低成本、高效。除了微蜂窝外,中继节点也部署在靠近蜂窝边缘的地方,用以通过改进信道条件,从而提高覆盖率、网络吞吐量和容量。它们还可以降低功耗和成本^[260]。在异构网络中,干扰管理(包括蜂窝内部的干扰和蜂窝之间的干扰)是一个关键问题,并且需要细致的资源分配方案^[265]。此外,在超密集的异构网络中,资源利用率、蜂窝关联性、公平性、复杂性、QoS、自组织、移动管理等方面的挑战值得特别关注^[260,265-267]。绿色通信是我们关心的另一个问题,它涉及环境问题以及通信网络中的能量效率问题(每个网络组成部分消耗的能量和整个网络消耗的总能量)^[268]。

除了提高能量效率外,近年来,通过空时复用来提高频谱效率一直是人们关注的话题。它仍然是5G的一个主要挑战。认知无线电在提高频谱利用率方面有望发挥关键作用^[30]。因此,在异构网络的环境下,认知无线电引起研究者的注意便不足为奇了^[269-271]。然而,认知无线电必须是自适应的和频率敏捷的无线电,它可以在很宽的频率范围内运行并支持多种无线电接入技术。频谱市场可以通过二次利用为更有效的频谱分配提供驱动力^[272-274]。这样的市场可以看作是一个供应链网络,在这个网络中,频谱扮演商品或产品的角色^[59]。这个框架可以进一步扩展,从而将整个通信网络看作是一个频谱供应链^[37]。这样一个框架可以捕获在免授权频段和授权频段中不同用户之间频谱共享的动态。在最一般的情况下,可以通过从免授权频段中共享频谱以及从授权频段中租赁频谱(即在授权频段中购买频谱的临时使用权)来满足用户的需求。频谱市场可由经纪人管理,他们可以以不同的时间尺度购买和出售空闲子频段

的使用权。但是, 频谱供应链中可能存在两组不同的经纪人, 其中一组经纪人代表频谱资源所有者进行协商, 另一组经纪人代表次用户进行协商。

通过不同网络之间的资源共享, 可以实现频谱的更有效利用。鉴于此, 资源分配被看作是由一组网络来解决的协同问题。解决协同问题需要对信息和技能的分配以及目标的调整进行自发动态重配置^[275]。通信网络中的资源分配是分布式约束的优化问题。以网络为中心的(即有中心的)方法可能得到最优解, 但这个解在计算上是难以实现的。另一方面, 以终端为中心的(即去中心化的)无线电资源管理方案可能得到均衡解, 然而这个解远远不是有中心的方法给出的最优解。换句话说, 在去中心化的方法中, 诸如公地悲剧这样的现象通常会导致低效的均衡。为了提高异构无线网络达到的均衡的质量, 可以采用以下两种操作方法, 在有中心和去中心化两种方法之间寻找一个折中的解^[275]:

- 代理融合, 指的是由两个或两个以上的代理通过统一知识、目标和技能形成一个超级代理。
- 代理分裂, 指的是一个超级代理的解构过程。

在通信网络环境下, 代理融合可以解释为不同网络之间的资源共享(即网络的融合)。认知动态系统(CDS)^[13]可以起到监管者的作用, 它决定了在什么时候进行资源共享是有益的。然后, 通过有约束地使用上述两种操作, CDS可以提高效率。值得注意的是, 认知动态系统有五大要素: 感知-行动循环、记忆、注意力、智能和语言。

基础设施和频谱的解耦将为我们提供额外的自由度, 从而实现一个更流畅的市场和更有效的频谱利用率^[272]。在经济模型中, 基于这样的解耦, 网络所有者、频谱资源所有者和运营商可以是独立的实体。基础设施共享可能既包括网络的被动元素, 又包括网络的主动元素。主动元素指天线、基站、无线接入网和核心网, 被动元素指物理空间、馈线链路、

电源等。该框架还允许存在移动虚拟网络运营商和漫游。资源(即基础设施和频谱)共享具有扩展覆盖、平滑处理空间和时间需求波动、提高频谱和能量效率以及提高收益等显著优势^[261]。考虑到异构网络在本质上是多层网络这个事实,这种网络中的资源共享可以在不同层次上进行。因此,与不同的通信网络相关的频谱供应链的集成与企业的横向合并十分相似^[276]。

本文提出的观点的新颖之处在于将电信公司看作是其经济活动的网络。在此框架内,可以基于系统优化的观点对频谱供应链网络集成(即协同)的策略优势进行定量评价。将供应链作为一个整体进行控制的战略重要性要求我们要有全局的观点。全局的观点使我们形成系统级优化问题,并能够体现不同的标准,如频谱效率、能量效率、环境影响和风险管理。根据网络科学,通过支付相关成本,添加一组适当的连接,以使两个最初独立的网络结合起来^[276]从而形成合并甚至收购。类似地,基础设施共享、频谱共享或者两者兼而有之,也可以通过添加适当的额外连接,使不同的频谱供应链网络结合起来。

6.2 频谱供应链网络的横向合并

本节介绍了横向合并前后的供应链网络模型。为简化表达,考虑用A和B表示两个网络。经过合并,这两个网络整合成一个单一的网络。考虑四种不同的情况^[276]:

- 情况0:这是基准情况,我们认为网络A和B在合并之前是单独的个体并且互不依赖(图6-1)。
- 情况1:网络A和B合并,只共享频谱(图6-2)。
- 情况2:网络A和B合并,只共享基础设施(图6-3)。
- 情况3:网络A和B合并,既共享频谱,又共享基础设施(图6-4)。

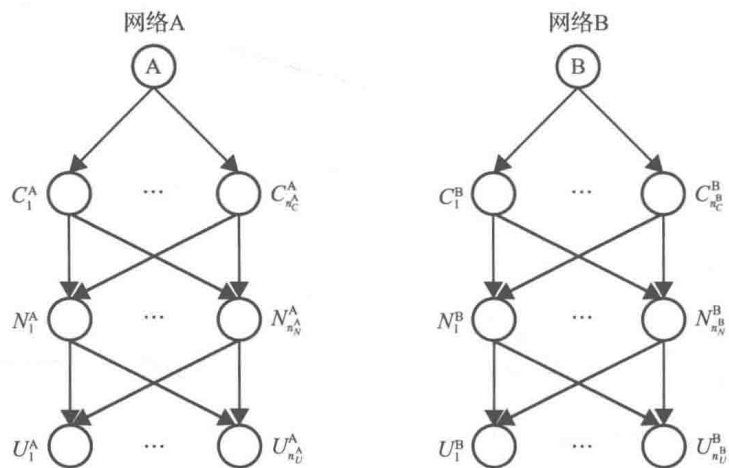


图 6-1 情况(0)横向合并之前的网络 A 和 B(来源：Haykin 和 Setoodeh (2015)。经 IEEE 许可复制)

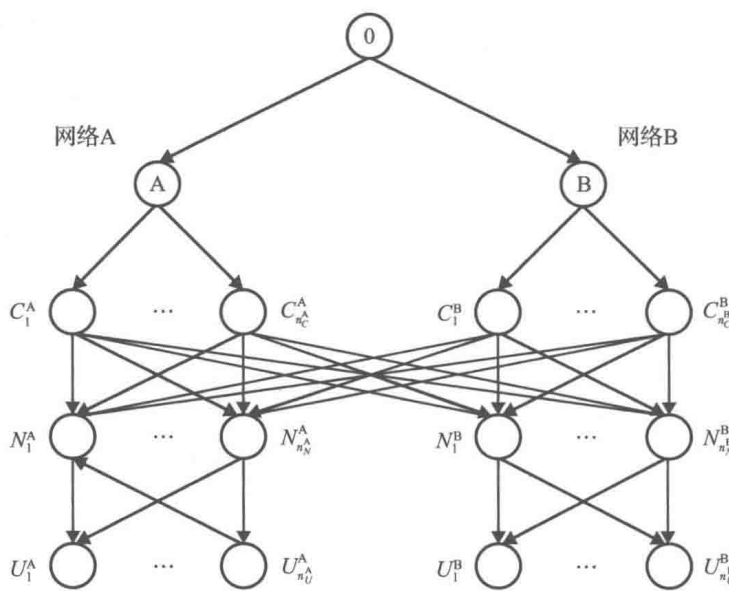


图 6-2 情况(1)网络 A 和 B 合并：网络 A 或网络 B 的相关用户现在可以接入每个网络的频谱，但是每个初始网络的基础设施仅供该网络的初始用户使用(来源：Haykinand Setoodeh(2015)。在 IEEE 的允许下进行了修改)

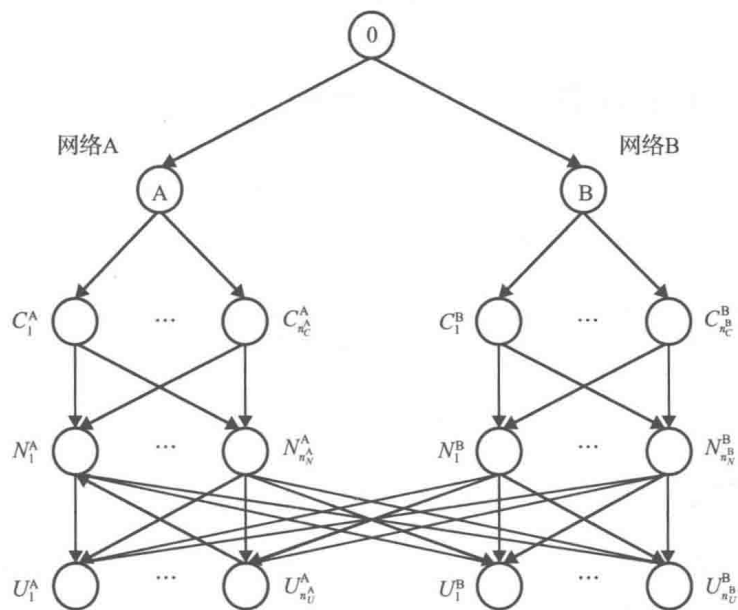


图 6-3 情况(2)网络 A 或网络 B 的相关用户现在可以访问任何网络的基础设施，但每个用户只能使用其初始网络的频谱(来源：Haykin 和 Setoodeh(2015)。经 IEEE 许可复制)

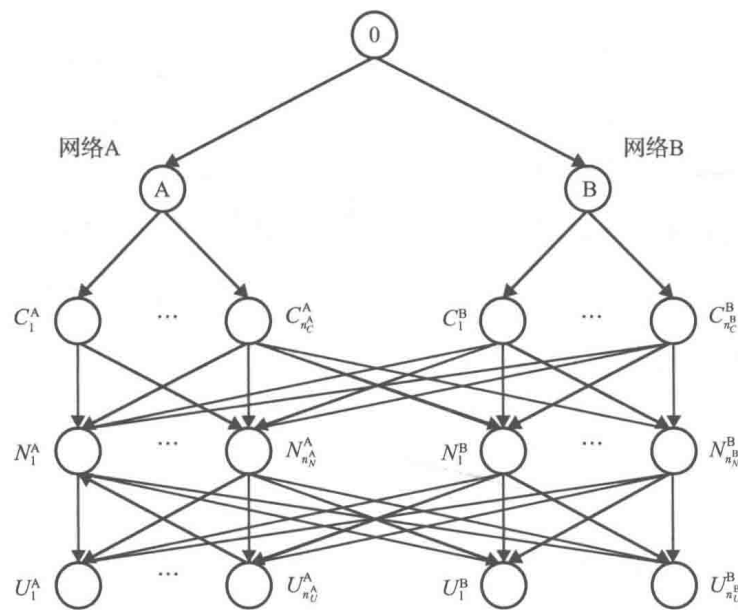


图 6-4 情况(3)网络 A 和 B 合并：网络 A 和网络 B 的相关用户现在可以访问任何网络的基础设施，也可以接入任何网络的频谱(来源：Haykin 和 Setoodeh(2015)。经 IEEE 许可复制)

下面对与每种情况相应的系统优化问题进行分析。

6.2.1 合并前的状态

如图 6-1 所示, 在合并之前, 每个网络 $i(i=A, B)$ 有 n_N^i 个网络节点 (即基础设施组件)、 n_C^i 个信道, 并为 n_U^i 个用户提供服务。符号 N 、 C 和 U 分别表示节点、信道和用户。 $\mathcal{G}_i=[\mathcal{N}_i, \mathcal{L}_i]$ 表示网络 i 的图, 其中 \mathcal{N}_i 代表节点, \mathcal{L}_i 代表与经济活动有关的定向连接。在这种情况下, 由 A 和 B 两个网络组成的超级网络由图 $\mathcal{G}^0=[\mathcal{N}^0, \mathcal{L}^0] \cup_{i=A,B}[\mathcal{N}_i, \mathcal{L}_i]$ 表示, 其中上标 0 代表情况 0。某一信道到某一节点的连接表明一组用户可以通过该节点接入到该信道。此外, 某一节点到某一用户的连接表明该用户可以接入到与该节点相连的所有信道。基于用户的地理位置, 蜂窝间相互关系和频谱分配决定了网络中源节点 $i(i=A, B)$ 到目的节点 (即用户) U_k^i 的路径集合 $P_{U_k^i}^0$ 。我们定义一个指示器 δ_{ap} , 并且如果路径 p 包含链路 a , 那么 $\delta_{ap} = 1$; 否则, $\delta_{ap} = 0$ 。令 P^0 表示所有路径的集合 $P^0 = \bigcup_{i=A,B;k=1,\dots,n_U^i} P_{U_k^i}^0$ 。链路 a 上的流量 f_a 与接入的资源单元的数量相对应 (即比特/秒/Hz/节点), 它的估计成本为 $\hat{c}(f_a)$ 。类似地, 路径流量表示为 x_p 。同样地, 链路 a 的容量表示为 u_a 。每个网络的目标是在满足所有用户需求 $d_{U_k^i}$ 的前提下, 最小化总成本。因此, 为最小化网络 A 和网络 B 的经济活动的总成本, 并满足所有用户从两个网络中获得服务的需求, 必须解决以下系统优化问题:

$$\begin{aligned}
 & \min_{f_a} \quad \sum_{a \in \mathcal{L}^0} \hat{c}(f_a) & (6.1) \\
 & \text{s. t. :} \quad d_{U_k^i} = \sum_{p \in P_{U_k^i}^0} x_p, i = A, B; k = 1, \dots, n_U^i \\
 & \quad f_a = \sum_{p \in P^0} \delta_{ap} x_p, \forall p \in P^0
 \end{aligned}$$

$$x_p \geq 0, \forall p \in P^0$$

$$f_a \leq u_a, \forall a \in \mathcal{L}^0$$

第一个约束条件用于确保所有用户的需求都能够得到满足。第二个约束条件表示流量的守恒，并且说明一条链路上的流量必须等于所有包含该链路的路径的路径流量之和。第三个约束条件说明路径流量必须是非负的。第四个约束条件则通过考虑每个链路流的容量来保证某些特定级别的 QoS。

在这种情况下，我们考虑了合并前的两个网络。在不同网络的相关路径之间没有连接。然而，在合并之后，路径的数量、路径的集合、链路的数量和链路的集合都将发生变化。下面一小节将对此进行深入讨论。

6.2.2 频谱共享

图 6-2 描述了当网络 A 和网络 B 仅共享频谱时，由它们合并而产生的超级网络。在这种情况下，超级节点 0 和到节点 A 和节点 B 的相应链路象征性地代表着两个网络的合并。代表超级网络的图由 $\mathcal{G}^1 = [\mathcal{N}^1, \mathcal{L}^1]$ 来表示，其中 $\mathcal{N}^1 = \mathcal{N}^0 \cup \text{节点 } 0$ ， $\mathcal{L}^1 = \mathcal{L}^0 \cup \text{由于频谱共享而增加的链路}$ 。与这种横向合并相对应的系统优化问题如下所示：

$$\begin{aligned} \min_{f_a} \quad & \sum_{a \in \mathcal{L}^1} \hat{c}(f_a) \\ \text{s. t. :} \quad & d_{U_k^i} = \sum_{p \in P_{U_k^i}^1} x_p, i = A, B; k = 1, \dots, n_U^i \\ & f_a = \sum_{p \in P^1} \delta_{ap} x_p, \forall p \in P^1 \\ & x_p \geq 0, \forall p \in P^1 \\ & f_a \leq u_a, \forall a \in \mathcal{L}^1 \end{aligned} \tag{6.2}$$

6.2.3 基础设施共享

图 6-3 描述了当网络 A 和网络 B 仅共享基础设施时, 由它们合并而产生的超级网络。在这种情况下, 代表超级网络的图可表示为 $\mathcal{G}^2 = [\mathcal{N}^2, \mathcal{L}^2]$, 其中 $\mathcal{N}^2 = \mathcal{N}^1$, $\mathcal{L}^2 = \mathcal{L}^0 \cup$ 由于基础设施共享而增加的链路。与这种横向合并相对应的系统优化问题如下所示:

$$\begin{aligned}
 & \min_{f_a} \quad \sum_{a \in \mathcal{L}^2} \hat{c}(f_a) & (6.3) \\
 & \text{s. t. :} \quad d_{U_k^i} = \sum_{p \in P_{U_k^i}^2} x_p, i = A, B; k = 1, \dots, n_U^i \\
 & \quad f_a = \sum_{p \in P^2} \delta_{ap} x_p, \forall p \in P^2 \\
 & \quad x_p \geq 0, \forall p \in P^2 \\
 & \quad f_a \leq u_a, \forall a \in \mathcal{L}^2
 \end{aligned}$$

6.2.4 频谱和基础设施共享

图 6-4 描述了当网络 A 和网络 B 既共享频谱, 又共享基础设施时, 由它们合并而产生的超级网络。这种情况也是横向合并的最一般情况。在这种情况下, 代表超级网络的图可表示为 $\mathcal{G}^3 = [\mathcal{N}^3, \mathcal{L}^3]$, 其中 $\mathcal{N}^3 = \mathcal{N}^2 = \mathcal{N}^1$, 且 $\mathcal{L}^3 = \mathcal{L}^1 \cup \mathcal{L}^2$ 。与这种横向合并相对应的系统优化问题如下:

$$\begin{aligned}
 & \min_{f_a} \quad \sum_{a \in \mathcal{L}^3} \hat{c}(f_a) & (6.4) \\
 & \text{s. t. :} \quad d_{U_k^i} = \sum_{p \in P_{U_k^i}^3} x_p, i = A, B; k = 1, \dots, n_U^i \\
 & \quad f_a = \sum_{p \in P^3} \delta_{ap} x_p, \forall p \in P^3 \\
 & \quad x_p \geq 0, \forall p \in P^3
 \end{aligned}$$

$$f_a \leq u_a, \forall a \in \mathcal{L}^3$$

6.3 横向合并的协同测量

通过求解优化问题式(6.1)至式(6.4),得到了最优的流量集 f_a^* , $\forall a \in \mathcal{L}^j (j=0, \dots, 3)$ 。有了最优的流量集,我们就可以计算出最小的总成本:

$$TC^j = \sum_{a \in \mathcal{L}^j} \hat{c}(f_a^*) \quad (6.5)$$

$j=0, \dots, 3$ 表示不同类型的合并。考虑到将合并前的情况作为基准,我们可以使用以下协同测量方法来定量评估不同横向合并的策略优势[86]:

$$S^j = \left[\frac{TC^j - TC^0}{TC^0} \right] \times 100 \quad (6.6)$$

6.4 小结

通信网可以看作频谱供应链网络。该框架为体现异构网络的多层次结构提供了一种合理的方法。考虑到 5G 对效率的要求,这一章为不同网络之间的资源共享提供了一种经济模型,其中资源既包括频谱也包括基础设施。资源共享问题可认为是供应链整合或网络横向合并,这种合并可以基于频谱和网络基础设施的解耦在不同层次上来实现。不同层次合并的策略优势可以通过一种定量的协同测量方法进行比较,这种方法将合并前的状态视为基准。

我们提出的公式相当普遍,它适用于任意数量的网络。它建立在对超级网络(即网络的网络)的最优控制这个全局观点之上,这个超级网络由不同的频谱供应链网络构成。此外,相应的目标函数可以体现不同的

准则以满足我们对 5G 的期望。这些准则包括但不限于绿色通信、频谱效率和覆盖扩展。我们将相应的优化问题重新定义为变分不等式，这样有利于均衡计算和分析。

我们可以通过认知动态系统模型构建监管实体，不同的网络可以从其中获益。更确切地说，网络可以在不同层次(组件层、子网络层和整体网络层)上具备认知能力。网络中的监管实体将负责决定是否与另一个网络合并，以及在哪个层次进行合并。根据空间和时间需求的波动，这些合并和拆分的决策可以在局部(子网络层)或全局(整个网络层)进行。这种方法通过在有中心技术和去中心化技术之间寻求一个折中的解，为改进资源分配问题的均衡解的质量铺平了道路。可以认为这是我们所提出的框架的一个重要优势。然而，还需要进一步的研究。

开放获取机制下的认知无线网络的数学模型

本附录推导了开放获取机制下的认知无线网络的数学模型。为了便于讨论，我们将之前提到的式(3.82)的优化问题重述如下，

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{p}^i} \quad & f^i(\mathbf{p}^1, \dots, \mathbf{p}^n) = \sum_{k=1}^m \log_2 \left(1 + \frac{p_k^i}{I_k^i} \right) \\ \text{s. t. :} \quad & \sum_{k=1}^m p_k^i \leq p_{\max}^i \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

$$p_k^i + I_k^i \leq \text{CAP}_k, \forall k \notin \text{PS}$$

$$p_k^i = 0, \forall k \in \text{PS}$$

$$p_k^i \geq 0$$

该式可以重写为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{p}^i} \quad & -f^i(\mathbf{p}^1, \dots, \mathbf{p}^n) \\ \text{s. t. :} \quad & \mathbf{p}^i \in \mathcal{K}^i \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

其中 \mathcal{K}^i 代表用户 i 的可行集。我们回忆[94, 221]中的下述定理：

定理 A.1: 令 \mathcal{K}^i 表示 \mathbb{R}^n 上的闭凸子集， $-f^i$ 是 \mathbf{p}^i 上的一个凸连续可微函数， $i=1, \dots, n$ 。如果 $\mathbf{p}^* = [p^{*1\text{T}}, \dots, p^{*n\text{T}}]^\text{T}$ 是下述 VI 问题 $\text{VI}(\mathcal{K}, F)$ 的解，那么它就是博弈的均衡点：

$$(\mathbf{p} - \mathbf{p}^*)^\text{T} F(\mathbf{p}^*) \geq 0 \quad (\text{A.3})$$

其中

$$\mathbf{F}(\mathbf{p}) = -[\nabla_{\mathbf{p}^i} f^i]_{i=1}^m \quad (\text{A. 4})$$

并且

$$\begin{aligned} \mathcal{K} = \{ & \mathbf{p} \in \mathbb{R}^{n \times m} \mid p_k^i = 0, \forall k \in PS, \forall i = 1, \dots, n; \\ & 0 \leq p_k^i + I_k^i \leq \text{CAP}_k, \forall k \notin PS, \forall i = 1, \dots, n; \\ & \sum_{k=1}^n p_k^i \leq P_{\max}^i, \forall i = 1, \dots, n \} \end{aligned} \quad (\text{A. 5})$$

计算式(A.4)的梯度得到的分数中, 分子为总功率, 分母为干扰加噪声:

$$\begin{aligned} \nabla_{\mathbf{p}^i} f^i &= \left[\frac{1}{p_1^i + I_1^i}, \dots, \frac{1}{p_m^i + I_m^i} \right]^T \\ &= \left[\frac{1}{\sigma_1^i + \sum_{j=1}^n \alpha_{1j}^{ij} p_1^j}, \dots, \frac{1}{\sigma_n^i + \sum_{j=1}^n \alpha_{nj}^{ij} p_n^j} \right]^T \end{aligned} \quad (\text{A. 6})$$

基于文献[187], 文献[66]提出了 IWFA 的重构形式, 扩展了认知无线电的相关问题。在此, 文献[66]给出的结果将得到进一步延伸。

对于用户 i , 优化问题式(A.1)的拉格朗日算子可以写为如下形式,

$$\begin{aligned} L^i(\mathbf{p}^1, \dots, \mathbf{p}^n) &= -f^i + u^i \left(\sum_{k=1}^m p_k^i - p_{\max}^i \right) \\ &\quad + \sum_{k \notin PS} \gamma_k^i \left(\sigma_k^i + \sum_{j=1}^n \alpha_{kj}^{ij} p_k^j - \text{CAP}_k \right) + \sum_{k \in PS} \lambda_k^i p_k^i \end{aligned} \quad (\text{A. 7})$$

因此, 我们有

$$\begin{cases} \gamma_k^i = 0, \lambda_k^i > 0 & k \in PS \\ \gamma_k^i = 0, \lambda_k^i > 0 & k \notin PS \end{cases} \quad (\text{A. 8})$$

对于用户 i 和 $\forall k=1, \dots, m$, 卡罗需-库恩-塔克条件^[277-279]如下:

$$0 \leq p_k^i \perp -\frac{1}{\sigma_k^i + \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j} + u^i + \gamma_k^i + \lambda_k^i \geq 0 \quad (\text{A. 9})$$

$$0 \leq u^i \perp p_{\max}^i - \sum_{k=1}^m p_k^i \geq 0$$

$$0 \leq \gamma_k^i \perp \text{CAP}_k - \sigma_k^i - \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j \geq 0, \forall k \notin \text{PS}$$

$$p_k^i = 0, \forall k \in \text{PS}$$

其中“ \perp ”符号代表相应变量相互正交。

考虑对次用户来说频谱的可用性可能会发生两种情况。如果网络可用频谱资源稀缺,某些用户可能无法使用最大功率传输信息。那么,式(A.1)中第一个约束条件对某些特定用户来说就是多余的。但是,如果可用频谱资源充足,所有用户都可以以其最大功率传输信息,那么下述不等式将得以满足:

$$\sum_{j=1}^n p_{\max}^j < \sum_{k \notin \text{PS}} (\text{CAP}_k - \sigma_k^{\max}) \quad (\text{A. 10})$$

其中 σ_k^{\max} 是子载波 k 上的归一化背景噪声的最大值。在这种情况下,与文献[187]中用于证明 DSL 的命题 1 相似,式(A.9)所描述的系统与混合线性互补系统(线性互补问题与具有线性方程的系统的混合)等价^[280]。

在非线性互补问题(NCP)中,必须找到向量 $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n$, 满足

$$\mathbf{x} \geq 0, \quad \mathbf{F}(\mathbf{x}) \geq 0, \quad \mathbf{x}^T \mathbf{F}(\mathbf{x}) \geq 0$$

其中 \mathbf{F} 是一个从 \mathbb{R}^n 到 \mathbb{R}^n 的非线性映射。如果对于合适维度的矩阵 \mathbf{M} 和向量 \mathbf{q} , 有 $\mathbf{F} = \mathbf{M}\mathbf{x} + \mathbf{q}$, 则该问题为线性互补问题(LCP)^[186]。

命题 A. 1: 假设式 (A. 10) 成立, 那么系统 (A. 9) 与下述混合线性互补系统等价:

$$0 \leq p_k^i \perp \sigma_k^i + \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j + \nu^i + \varphi_k^i + \zeta_k^i \geq 0 \quad (\text{A. 11})$$

$$0 \leq \varphi_k^i \perp \text{CAP}_k - \sigma_k^i - \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j \geq 0, \forall k \notin PS$$

$$p_{\max}^i - \sum_{k=1}^m p_k^i = 0$$

$$p_k^i = 0, \forall k \in PS$$

其中

$$\nu^i = -\frac{1}{u^i} \quad (\text{A. 12})$$

$$\varphi_k^i = \frac{\gamma_k^i \left(\sigma_k^i + \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j \right)}{u^i}$$

$$\zeta_k^i = \frac{\lambda_k^i \left(\sigma_k^i + \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j \right)}{u^i}$$

并且

$$u^j = -\frac{1}{\nu^j} \quad (\text{A. 13})$$

$$\gamma_k^i = -\frac{\varphi_k^i}{\nu^i \left(\sigma_k^i + \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j \right)}$$

$$\lambda_k^i = -\frac{\zeta_k^i}{\nu^i \left(\sigma_k^i + \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j \right)}$$

证明：令 $(p_k^i, u^i, \gamma_k^i, \lambda_k^i)$ 满足式(A.9)，假设 PS 的补集非空。因为功率为非负值，且 $\sigma_k^i > 0$ ， $0 \leq \alpha_k^{ij} \leq 1$ ，我们可以写出

$$\sigma_k^i + \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j > 0 \quad \forall k = 1, \dots, n \quad (\text{A.14})$$

我们可以通过 $u^i > 0$ 进行反证。我们首先注意到，如果 $u^i = 0$ ，那么

$$\gamma_k^i + \lambda_k^i \geq \frac{1}{\sigma_k^i + \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j} > 0 \quad \forall k = 1, \dots, n \quad (\text{A.15})$$

如果 $k \notin PS$ ，那么 $\lambda_k^i = 0$ ，并且根据式(A.15)一定会有 $\gamma_k^i > 0$ 。考虑式(A.9)中的第三个互补条件， $\gamma_k^i > 0$ 会导致

$$\text{CAP}_k - \sigma_k^i - \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j = 0 \quad (\text{A.16})$$

因此，有

$$\text{CAP}_k - \sigma_k^{\max} \leq \text{CAP}_k - \sigma_k^i = \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j \quad (\text{A.17})$$

在 $k \notin PS$ 时，对上述等式两边进行求和，可得到

$$\sum_{k \notin PS} (\text{CAP}_k - \sigma_k^{\max}) \leq \sum_{k \notin PS} \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j \quad (\text{A.18})$$

$p_k^i = 0$ ， $\forall k \in PS$ 且 $\forall i = 1, \dots, n$ ，因此有

$$\sum_{k \in PS} \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j = 0 \quad (\text{A.19})$$

因此，重写式(A.18)得

$$\begin{aligned}
& \sum_{k \notin PS} (\text{CAP}_k - \sigma_k^{\max}) \\
& \leq \sum_{k \notin PS} \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j + \sum_{k \in PS} \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j \\
& = \sum_{k=1}^m \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j
\end{aligned} \tag{A. 20}$$

因为 $0 \leq \alpha_k^{ij} \leq 1$, 有

$$\sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j \leq \sum_{j=1}^n p_k^j \tag{A. 21}$$

并且因此

$$\sum_{k \notin PS} (\text{CAP}_k - \sigma_k^{\max}) \leq \sum_{k=1}^m \sum_{j=1}^n p_k^j \tag{A. 22}$$

改变式(A. 22)右侧求和顺序, 得到

$$\sum_{k \notin PS} (\text{CAP}_k - \sigma_k^{\max}) \leq \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^m p_k^j \tag{A. 23}$$

从式(A. 1)的第一个不等式约束条件中, 可知,

$$\sum_{k=1}^m p_k^j \leq p_{\max}^j \tag{A. 24}$$

因此,

$$\sum_{k \notin PS} (\text{CAP}_k - \sigma_K^{\max}) \leq \sum_{j=1}^n p_{\max}^j \tag{A. 25}$$

与式(A. 10)相矛盾。因此, 为满足式(A. 9)的第一个互补条件, 对于 $\forall k \notin PS$ 和 $\forall i=1, \dots, n$, 除了 λ_k^i, γ_k^i 必须为 0 外, 还必须因此有 $u^i > 0$ 。

定义如下变量:

$$\nu^i = -\frac{1}{u^i} \quad (\text{A. 26})$$

$$\varphi_k^i = \frac{\gamma_k^i \left(\sigma_k^i + \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j \right)}{u^i}$$

$$\zeta_k^i = \frac{\lambda_k^i \left(\sigma_k^i + \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j \right)}{u^i}$$

得到式(A. 11)的解。

相反地, 假设 $(p_k^i, \nu^i, \varphi_k^i, \zeta_k^i)$ 满足式(A. 11)。这时, 必须有 $\nu^i < 0$ 。否则

$$\sigma_k^i + \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j + \nu^i + \varphi_k^i + \zeta_k^i > 0 \quad (\text{A. 27})$$

且式(A. 11)的第一个互补条件满足

$$p_k^i = 0, \quad \forall k = 1, \dots, m \quad (\text{A. 28})$$

它与等式(A. 11)相矛盾。因此, 通过满足如下等式, 式(A. 9)成立。

$$u^i = -\frac{1}{\nu^i} \quad (\text{A. 29})$$

$$\gamma_k^i = -\frac{\varphi_k^i}{\nu^i \left(\sigma_k^i + \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j \right)}$$

$$\lambda_k^i = -\frac{\zeta_k^i}{\nu^i \left(\sigma_k^i + \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j \right)}$$

证毕。

每个用户都需要解决上述在时变约束条件下的混合线性互补问题 (MLCP)，它们最终将达到均衡。式(A. 11)中的线性等式说明每个用户都以其最大功率传输信息，从而导致最坏情况的干扰条件出现。我们从直观上感觉这样是有道理的，因为每个用户以其最大功率传输信息是为了达到最高数据速率。

最一般的情况是当式(A. 10)无效时，网络中某些用户可以用最大功率进行数据传输，而其他用户不能以最大功率进行数据传输。我们定义两个集合 \mathcal{M}_1 和 \mathcal{M}_2 ，它们分别包含以上两组用户。用户使用速率自适应注水算法(A. 1)可以在满足功率约束条件下最大化他们的数据速率。直观地讲，当用户基于速率自适应注水算法调整其功率向量时，他们可以以最大功率传输数据，或以干扰限值允许的最大功率传输数据。在频谱稀缺的情况下式(A. 10)无效，对于用户 $i \in \mathcal{M}_1$ ，可以以其最大功率传输数据， $u^i > 0$ ，并且我们有：

命题 A. 2：假设式(A. 10)无效且用户 i 可以以其最大功率传输数据，那么系统(A. 9)与混合线性互补系统(A. 11)等价。

证明：该命题的证明很简单。 $u^i > 0$ 之后的步骤与命题 A. 1 的证明中的步骤相同。相应变量之间的关系在式(A. 26)和式(A. 29)中定义。

另一方面，当用户 i 不能以其最大功率传输信息时，式(A. 1)的第一个限制条件变得多余，且 $u^i = 0$ 。式(A. 9)中的 KKT 条件简化为

$$0 \leq p_k^i \perp -\frac{1}{\sigma_k^i + \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j} + \gamma_k^i + \lambda_k^i \geq 0 \quad (\text{A. 30})$$

$$0 \leq \gamma_k^i \perp \text{CAP}_k - \sigma_k^i - \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j \geq 0, \forall k \notin PS$$

$$p_k^i = 0, \forall k \in PS$$

在这种情况下，我们有

命题 A. 3: 假设式(A. 10)无效, 对用户 i 来说式(A. 1)的第一个限制条件变得多余, 那么系统(A. 30)与下述混合线性互补系统等价:

$$0 \leq p_k^i \perp \sigma_k^i + \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j + \varphi_k^i + \zeta_k^i \geq 0 \quad (\text{A. 31})$$

$$\sigma_k^i + \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j = \text{CAP}_k, \forall k \notin PS$$

$$p_k^i = 0, \forall k \in PS$$

其中

$$\varphi_k^i = -\frac{1}{\gamma_k^i} \quad (\text{A. 32})$$

$$\zeta_k^i = \frac{\lambda_k^i \left(\sigma_k^i + \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j \right)}{\gamma_k^i}$$

并且

$$\gamma_k^i = -\frac{1}{\varphi_k^i} \quad (\text{A. 33})$$

$$\lambda_k^i = -\frac{\zeta_k^i}{\varphi_k^i \left(\sigma_k^i + \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j \right)}$$

证明: 令 $(p_k^i, \gamma_k^i, \lambda_k^i)$ 满足式(A. 30), 并且假设 PS 的补集非空。由于功率是非负的, 并且 $\sigma_k^i > 0, 0 \leq \alpha_k^{ij} \leq 1$, 可得

$$\sigma_k^i + \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j > 0 \quad \forall k = 1, \dots, n \quad (\text{A. 34})$$

如果 $k \notin PS$, 那么 $\lambda_k^i = 0$, 并且从式(A. 30)的第一个互补条件中可得

$$\gamma_k^i \geq \frac{1}{\sigma_k^i + \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j} > 0 \quad \forall k = 1, \dots, m \quad (\text{A. 35})$$

考虑式(A. 30)的第二个互补条件, $\gamma_k^i > 0$ 导致

$$\sigma_k^i + \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j = \text{CAP}_k \quad (\text{A. 36})$$

定义下述变量

$$\varphi_k^i = -\frac{1}{\gamma_k^i} \quad (\text{A. 37})$$

$$\zeta_k^i = \frac{\lambda_k^i \left(\sigma_k^i + \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j \right)}{\gamma_k^i}$$

得到了式(A. 31)的解。

相反地, 假设 $(p_k^i, \varphi_k^i, \zeta_k^i)$ 满足式(A. 31)。这次, 必须有 $\varphi_k^i < 0$ 。否则,

$$\sigma_k^i + \sum_{j=1}^m \alpha_k^{ij} p_k^j + \varphi_k^i + \zeta_k^i > 0 \quad (\text{A. 38})$$

因此, 式(A. 31)的第一个互补条件满足

$$p_k^i = 0, \quad \forall k = 1, \dots, m \quad (\text{A. 39})$$

它与式(A. 31)中的等式约束相矛盾。因此, 如果下式成立, 那么式(A. 30)成立。

$$\gamma_k^i = -\frac{1}{\varphi_k^i} \quad (\text{A. 40})$$

$$\lambda_k^i = -\frac{\zeta_k^i}{\varphi_k^i \left(\sigma_k^i + \sum_{j=1}^n \alpha_k^{ij} p_k^j \right)}$$

证毕。

式(A. 31)中的线性等式说明, 当用户 i 不能以其最大功率传输数据时, 它会以其最高的允许功率发射, 最高的允许功率由于干扰温度限值决定。

属于 \mathcal{N}_1 的用户需要解决 MLCP(A. 11)问题, 而属于 \mathcal{N}_2 的用户需要解决 MLCP(A. 31)问题。根据式(4. 2)至(4. 4), 将相应变量串联起来, 且

$$\mathbf{CAP} = [\mathbf{CAP}_k]_{k=1}^m = [\mathbf{CAP}_1 \cdots \mathbf{CAP}_m]^T \quad (\text{A. 41})$$

联合可行集(A. 5)可以写成

$$\begin{aligned} \mathcal{K} = \left\{ \mathbf{p} \in \mathbb{R}^{n \times m} \mid p_k^i = 0, \forall k \in PS, \forall i = 1, \dots, n; \right. \\ \left. \boldsymbol{\sigma} + \mathbf{M}\mathbf{p} \leq \mathbf{CAP}; \sum_{k=1}^m p_k^i \leq P_{\max}^i, \forall i = 1, \dots, n \right\} \quad (\text{A. 42}) \end{aligned}$$

MLCP 问题(A. 11)和(A. 31)是仿射变分不等式问题的 KKT 条件^[94, 187], 它由仿射映射定义

$$\mathbf{F}(\mathbf{p}) = \boldsymbol{\sigma} + \mathbf{M}\mathbf{p} \quad (\text{A. 43})$$

并且多面体

$$\begin{aligned} \mathcal{K} = \left\{ \mathbf{p} \in \mathbb{R}^{n \times m} \mid p_k^i = 0, \forall k \in PS, \forall i = 1, \dots, n; \right. \\ \left. p_k^i + I_k^i \leq \mathbf{CAP}_k, \sum_{k=1}^m p_k^i = p_{\max}^i, \forall k \notin PS, \forall i \in \mathcal{N}_1 \right. \\ \left. p_k^i + I_k^i = \mathbf{CAP}_k, \forall k \notin PS, \forall i \in \mathcal{N}_2 \right\} \quad (\text{A. 44}) \end{aligned}$$

因此, IWFA 可以表示成一个 AVI 问题 $\text{VI}(\mathcal{K}, \boldsymbol{\sigma} + \mathbf{M}\mathbf{p})$ 或 $\text{AVI}(\mathcal{K}, \boldsymbol{\sigma}, \mathbf{M})$ 问题。

定理证明

本附录对我们在本章中直接或间接使用的定理给出简单证明。

定理(纳什均衡博弈改写为 VI 问题): 令 \mathcal{K}^i 为 \mathbb{R}^n 的闭凸子集, $-f^i$ 为 $\mathbf{p}^i (i=1, \dots, n)$ 上的凸连续可微函数。如果 $\mathbf{p}^* = [\mathbf{p}^{*1\top}, \dots, \mathbf{p}^{*n\top}]^\top$ 是下述 VI 问题 $\text{VI}(\mathcal{K}, \mathbf{F})$ 的解, 那么它就是博弈的一个均衡点:

$$(\mathbf{p} - \mathbf{p}^*)^\top \mathbf{F}(\mathbf{p}^*) \geq 0 \quad (\text{B. 1})$$

其中

$$\mathbf{F}(\mathbf{P}) = -[\nabla_{\mathbf{p}^i} f^i]_{i=1}^m \quad (\text{B. 2})$$

并且

$$\begin{aligned} \mathcal{K} = \{ & \mathbf{p} \in \mathbb{R}^{n \times m} \mid p_k^i = 0, \forall k \in PS, \forall i = 1, \dots, n; \\ & 0 \leq p_k^i + I_k^i \leq \text{CAP}_k, \forall k \notin PS, \forall i = 1, \dots, n; \\ & \sum_{k=1}^n p_k^i \leq P_{\max}^i, \forall i = 1, \dots, n) \end{aligned} \quad (\text{B. 3})$$

证明: 该定理的证明可见文献[94]的第 1 章, 命题 1.4.2, 后面对其进行了讨论。证明的基本过程如下。

通过写出每个局中人的优化问题的 KKT 条件, 并以混合互补问题的形式将所有局中人的 KKT 系统串联起来, 即可得到博弈的 VI 形式。

由于凸性原则和最小化原则, \mathbf{p}^* 是一个纳什均衡解, 当且仅当对于

每一个 $i=1, \dots, m$, 都有

$$-(\mathbf{p}^i - \mathbf{p}^{i*})^\top \nabla_{\mathbf{p}^i} f^i(\mathbf{p}^*) \geq 0, \quad \forall \mathbf{p}^i \in \mathcal{K}^i \quad (\text{B. 4})$$

因此, 如果 \mathbf{p}^* 是一个纳什均衡解, 那么通过串联这些单个 VI 问题, 很容易得到 \mathbf{p}^* 必然是给定的 VI 问题的解。

相反的, 如果 \mathbf{p}^* 是 VI 问题的解, 那么

$$(\mathbf{p} - \mathbf{p}^*)^\top \mathbf{F}(\mathbf{p}^*) \geq 0, \quad \forall \mathbf{p} \in \mathcal{K} \quad (\text{B. 5})$$

特别地, 对于每一个 $i=1, \dots, m$, 令 \mathbf{p} 为向量, 对于 $j \neq i$, 他的第 j 个子向量等于 \mathbf{p}^{*j} , 第 i 个子向量等于 \mathbf{p}^i , 其中 \mathbf{p}^i 是集合 \mathbf{K}^i 中的任意元素。那么, 上述不等式变为式(B. 4)。

定理(VI 解的存在性和唯一性): 令 $\mathcal{K} \subseteq \mathbb{R}^n$ 为闭凸的, 并且: $\mathbf{F}: \mathcal{K} \subseteq \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ 是连续的。

(a) 如果 \mathbf{F} 在 \mathcal{K} 上是严格单调的, 那么 $\text{VI}(\mathcal{K}, \mathbf{F})$ 至多只有一个解。

(b) 如果 \mathbf{F} 在 \mathcal{K} 上, 对于某一 $\xi > 1$ 是 ξ 单调的, 那么 $\text{VI}(\mathcal{K}, \mathbf{F})$ 具有唯一解。

证明: 该定理的证明可见文献[94]第 2 章, 定理 2.3.3。证明的基本概述如下。

(a) 假设 \mathbf{F} 在 \mathcal{K} 上严格单调。如果 $x \neq x'$ 是 $\text{VI}(\mathcal{K}, \mathbf{F})$ 上的两个不同的解, 对于 $\forall y \in \mathcal{K}$, 我们有

$$(y - x)^\top \mathbf{F}(x) \geq 0 \quad \text{和} \quad (y - x')^\top \mathbf{F}(x') \geq 0 \quad (\text{B. 6})$$

将 $y = x'$ 代入第一个不等式, 将 $y = x$ 代入第二个不等式:

$$(x' - x)^\top \mathbf{F}(x) \geq 0 \quad \text{和} \quad (x - x')^\top \mathbf{F}(x') \geq 0 \quad (\text{B. 7})$$

将上述两个不等式相加, 可得

$$(x' - x)^T (F(x') - F(x)) \leq 0 \quad (\text{B. 8})$$

该不等式与 F 的严格单调性矛盾, 因此结论(a)成立。

(b) 令 $\bar{F}: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ 代表 F 的连续延拓, 那么 $\text{SOL}(K, F) = \text{SOL}(K, \bar{F})$ 。如果对于某一 $\xi > 1$, F 在 K 上是 ξ -单调的, 那么 $\exists x^{ref} \in K$, 集合

$$L_{<} = \{x \in K | F(x)^T(x - x^{ref}) < 0\} \quad (\text{B. 9})$$

是有界的(可能是空集)。说明存在一个有界开集合 Ω 和一个向量 $x^{ref} \in K \cap \Omega$ 使得

$$F(x)^T(x - x^{ref}) \geq 0, \quad \forall x \in K \cap \partial\Omega \quad (\text{B. 10})$$

其中 $\partial\Omega$ 代表 Ω 的拓扑边界。这说明 $\text{VI}(K, F)$ 有一个解。此外, 如果集合

$$L_{\leq} = \{x \in K | F(x)^T(x - x^{ref}) \leq 0\} \quad (\text{B. 11})$$

非空且大于 $L_{<}$, 并且是有界的, 那么 $\text{SOL}(K, F)$ 是非空的, 且具备紧性。解的唯一性证明与(a)相似。

定理(均衡点): 假设 \mathcal{K} 是一个凸多面体。那么 $\text{PDS}(\mathcal{K}, F)$ 的均衡点与 $\text{VI}(\mathcal{K}, F)$ 的解一致^[221]。

证明: 该定理的证明可见文献[221]第2章, 定理2.4。证明的基本过程如下。

$$\Pi_K(p^*, -F(p^*)) = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} \text{或者 } F(p^*) = 0, \text{ 或者} \\ p^* \in \partial K; F(p^*) = \alpha s, \alpha > 0, s \in S(p^*) \end{cases} \quad (\text{B. 12})$$

式(B.12)等价于 $\text{VI}(K, F)$ 。

定理(轨迹的唯一性): 如果 F 在初值问题(B.13)中

$$\dot{p} = \Pi_{\mathcal{K}}(p, -F(p)) \quad (\text{B.13})$$

满足

$$p(t_0) = p_0 \in \mathcal{K} \quad (\text{B.14})$$

其中 F 是利普希茨连续的, 那么对于任何 $p_0 \in \mathcal{K}$, 上述初值问题都存在一个唯一解 $p(t)$ 。

证明: 在文献[221]第 2 章定理 2.5 中, 可以找到欧几里得空间的解的该定理的证明。证明是建立在 F 是利普希茨连续且线性增长的假设之上的。在文献[281]第 6 章定理 6.1 和文献[282]定理 3.1 中, 将结果从欧几里得空间一般化到任意维度的希尔伯特空间。同时, 线性增长条件也放宽。后续会给出该定理在希尔伯特空间中证明的基本过程。下面是在欧几里得空间中对该定理进行证明的基本过程。

具有右边不连续的相应 ODE 可写成一对儿等式。第一个等式是没有预测算子的 ODE, 第二个等式是将第一个等式的结果限定在 K 上的一个映射。该方法得益于 Skorokhod 问题, 因为 Skorokhod 问题能够找到这样一个映射。Skorokhod 问题定义了从路径空间到其自身的映射^[221]。

定义 (Skorokhod 问题): 令 $\phi \in D([0, \infty], \mathbb{R}^{m \times n})$, 且给定 $\phi(0) \in K$ 。那么 (Φ, η) 是 Skorokhod 问题在 K 上的解, 如果对于 $\forall t \in [0, \infty)$

$$(i) \quad \Phi(t) = \phi(t) + \eta(t), \quad \Phi(0) = \phi(0)$$

$$(ii) \quad \Phi(t) \in K$$

$$(iii) \quad |\eta(t)| < \infty$$

$$(iv) \quad |\eta(t)| = \int_{(0,t]} I_{\partial K}(\phi(\tau)) d|\eta(\tau)|, \text{ 其中 } I \text{ 是一个指示函数。}$$

$$(v) \text{ 存在可测的 } \gamma: [0, \infty) \rightarrow \mathbb{R}^{m \times n}, \text{ 满足 } \gamma(\tau) \in s(\phi(\tau)) \text{ 和 } \eta(t) = \int_{(0,t]} \gamma(\tau) d|\eta(\tau)|, \text{ 其中 } s \text{ 是内法线。}$$

定理 (PDS 均衡特性): 假设 x^* 是 $VI(\mathcal{K}, F)$ 的解。

(a) 如果映射 F 在 x^* 上严格单调, 那么对 $\text{PDS}(\mathcal{H}, F)$ 来说, x^* 是一个严格单调吸引子。

(b) 如果对于 $\xi < 2$, 映射 F 在 x^* 上是 ξ -单调的, 那么 x^* 是一个有限时间吸引子。

(c) 如果映射 F 在 x^* 上是强单调的, 那么 x^* 是指数稳定的。

证明:

(a) 该定理的证明可见文献[221]第 3 章定理 3.6。证明的基本过程如下。

考虑 Lyapunov 函数

$$V(t) = \frac{1}{2} \|p(t) - p^*\|^2 \quad (\text{B. 15})$$

那么

$$\dot{V}(t) = \langle (p(t) - p^*), \Pi_K(p(t), \sigma + Mp(t)) \rangle \quad (\text{B. 16})$$

考虑式(4.15), 可得

$$\dot{V}(t) \leq \langle (p(t) - p^*), -(\sigma + Mp(t)) \rangle \quad (\text{B. 17})$$

由于其严格单调性, 有

$$\dot{V}(t) < 0 \quad (\text{B. 18})$$

当 $p(t) \neq p^*$, 并且

$$\lim_{t \rightarrow \infty} V(t) = 0 \quad (\text{B. 19})$$

因此, p^* 是一个严格单调吸引子。

(b) 该定理的证明可见文献[221]第3章定理3.8。证明的基本过程如下。

考虑一个 Lyapunov 函数 $V(t)$ ，如式(B.15)所示。可见由于 ξ -单调性， $V(t)$ 可达 0，且当其达到 0 时将保持 0 不变。因此，存在一个 T ，满足

$$\begin{cases} V(t) > 0, t \leq T \\ V(t) = 0, t > T \end{cases} \quad (\text{B. 20})$$

因此， p^* 是一个有限时间吸引子。

(c) 该定理的证明可见文献[221]第3章定理3.7。证明的基本过程如下。

考虑一个 Lyapunov 函数 $V(t)$ 如式(B.15)所示。根据式(4.15)，可得

$$\dot{V}(t) \leq -\|M\| \cdot \|p(t) - p^*\|^2 \quad (\text{B. 21})$$

如果存在 $t_0 \geq 0$ ，使 $\|p(t_0) - p^*\| = 0$ ，有

$$\|p(t) - p^*\| = 0, \quad \forall t \geq t_0 \quad (\text{B. 22})$$

由于强单性调意味着单调性，有

$$\|p(t) - p^*\| \leq \|p_0 - p^*\| \leq c \|p_0 - p^*\| e^{-\eta t} \quad (\text{B. 23})$$

其中 $c = e^{\eta t_0}$ 。假设

$$\|p(t) - p^*\| \neq 0, \quad \forall t \geq 0 \quad (\text{B. 24})$$

将式(B.21)两边同时除以 $V(t)$ 并取整，可得

$$\|p(t) - p^*\| \leq c' \|p_0 - p^*\| e^{-\eta t} \quad (\text{B. 25})$$

因此, p^* 是指数平稳的。

定理(鲁棒指数平稳): 考虑具有初始条件(4.30)的系统(4.34), 假设对于某一实数 $c \geq 1$ 和 $\eta > 0$, $-M$ 是赫尔维茨稳定矩阵, 满足

$$\|e^{Mt}\| \leq ce^{-\eta t} \quad (\text{B. 26})$$

上式的左侧, e 代表“矩阵”指数算子。如果不等式

$$\frac{c}{\eta} \left[\bar{\tau} \sum_{\ell=1}^{m(m-1)} (\mu_1^\ell + \mu_2^\ell) + b_d + \sum_{\ell=1}^{m(m-1)} b_d^\ell \right] < 1 \quad (\text{B. 27})$$

成立, 那么瞬态响应 $p(t)$ 满足

$$\|p(t)\| \leq \zeta \sup_{\theta \in \Psi_{t_0}} \{\|\phi(\theta)\|\} e^{-\rho \int_{t_0}^t \frac{d\theta}{\tau(\theta)}}, \quad \forall t \geq t_0, \quad \zeta \geq 1 \quad (\text{B. 28})$$

其中

$$\mu_1^\ell = \|M_d^\ell\| + \|M_d^\ell\| b_d \quad (\text{B. 29})$$

$$\mu_2^\ell = \sum_{j=1}^{m(m-1)} \|M_d^\ell M_d^j\| + \|M_d^\ell\| \sum_{j=1}^{m(m-1)} b_d^j \quad (\text{B. 30})$$

且 $\rho > 0$ 是超越方程(B.31)的唯一正解

$$1 - \frac{c}{\eta} b_d - \frac{\rho}{\eta \tau(0)} = \mu_3 \frac{c}{\eta} e^{\frac{\rho}{1-\delta}} \quad (\text{B. 31})$$

其中

$$\mu_3 = \bar{\tau} \sum_{\ell=1}^{m(m-1)} \mu_1^\ell + \bar{\tau} e^{\frac{\rho}{1-\delta}} \sum_{\ell=1}^{m(m-1)} \mu_2^\ell + \sum_{\ell=1}^{m(m-1)} b_d^\ell \quad (\text{B. 32})$$

此外, 式(4.34)和式(4.30)所描述的系统是鲁棒指数稳定的, 具有衰减率 $\rho/\bar{\tau}$ 。

证明：证明使用了文献[232, 284]给出的概念。考虑下述微分方程：

$$\dot{y}(t) = -(\eta - cb_d)y(t) + q(t)y(t - \tau(t)) \quad (\text{B. 33})$$

其中

$$q(t) = \left(\eta - cb_d - \frac{\rho}{\tau(t)} \right) e^{-\rho \int_{t-\tau(t)}^t \frac{d\theta}{\tau(\theta)}} \quad (\text{B. 34})$$

可以证明

$$y(t) = C_0 e^{-\rho \int_{t_0}^t \frac{d\theta}{\tau(\theta)}} \quad (\text{B. 35})$$

是式(B. 33)的解，其中 C_0 为常数。对 $\int_{t-\tau(t)}^t \frac{d\theta}{\tau(\theta)}$ 应用两次均值定理。得到对于 $0 < \theta_1 < \theta_2 < 1$, $\exists \theta_1, \theta_2 \in \mathbb{R}$, 使得

$$\begin{aligned} \int_{t-\tau(t)}^t \frac{d\theta}{\tau(\theta)} &= \frac{\tau(t)}{\tau(t) - \theta_1 \tau(t) \dot{\tau}(t - \theta_2 \tau(t))} \\ &= \frac{1}{1 - \theta_1 \dot{\tau}(t - \theta_2 \tau(t))} \leq \frac{1}{1 - \delta} \end{aligned} \quad (\text{B. 36})$$

对于 $\rho > 0$ 满足式(B. 31)，有

$$q(t) \geq \left(\eta - cb_d - \frac{\rho}{\tau(t_0)} \right) e^{-\frac{\rho}{1-\delta}} = c\mu_3 \quad (\text{B. 37})$$

现在我们来证明对于合适的 C_0 ，式(B. 35)的解是式(4. 34)和(4. 30)解的上界。

选择 C_0 以便同时满足以下不等式：

$$y(t) \geq \|\phi(\theta)\|, \quad \forall \theta \in \psi_{t_0} \quad (\text{B. 38})$$

$$C_0 \geq c \sup_{\theta \in \psi_{t_0}} \|\phi(\theta)\| \quad (\text{B. 39})$$

式(4.34)的解可以写成如下形式

$$\begin{aligned} \mathbf{p}(t) = & \mathbf{p}(t_0)e^{-\mathbf{I}t} - \int_{t_0}^t e^{-\mathbf{I}(t-\theta)} \sum_{\ell=1}^{m(m-1)} \mathbf{M}_d^\ell \mathbf{p}(\theta - \tau^\ell(\theta)) d\theta \\ & - \int_{t_0}^t e^{-\mathbf{I}(t-\theta)} [\boldsymbol{\phi}(\theta) + \Delta \mathbf{M}_d^\ell(\theta) \mathbf{p}(\theta - \tau^\ell(\theta))] d\theta \quad (\text{B.40}) \end{aligned}$$

考虑式(4.37)、式(4.38)以及式(B.26), 对于 $\forall t \geq t_0$, 有

$$\begin{aligned} \|\mathbf{p}(t)\| \leq & ce^{-\eta t} \sup_{\theta \in \psi_{t_0}} \|\boldsymbol{\phi}(\theta)\| + \int_{t_0}^t ce^{-\eta(t-\theta)} b_d \|\mathbf{p}(\theta)\| d\theta \\ & + \int_{t_0}^t ce^{-\eta(t-\theta)} \sum_{\ell=1}^{m(m-1)} (\|\mathbf{M}_d^\ell\| + b_d^\ell) \|\mathbf{p}(\theta - \tau^\ell(\theta))\| d\theta \quad (\text{B.41}) \end{aligned}$$

考虑到式(B.33)中的 $cb_d \mathbf{y}(t) + q(t) \mathbf{y}(t - \tau(t))$ 为非齐次项, 该等式的解可以写为

$$\mathbf{y}(t) = C_0 e^{-\eta t} + \int_{t_0}^t cb_d e^{-\eta(t-\theta)} \mathbf{y}(\theta) d\theta + \int_{t_0}^t e^{-\eta(t-\theta)} q(\theta) \mathbf{y}(\theta - \tau(\theta)) d\theta \quad (\text{B.42})$$

为了对比 $\|\mathbf{p}(t)\|$ 与 $\mathbf{y}(t)$, 我们定义 $\mathbf{z}(t) = \|\mathbf{p}(t)\| - \mathbf{y}(t)$ 。根据式(B.41)和式(B.42), 对于 $\forall t \geq t_0$, 有

$$\begin{aligned} \mathbf{z}(t) \leq & (c \sup_{\theta \in \psi_{t_0}} \|\boldsymbol{\phi}(\theta)\| - C_0) e^{-\eta t} \\ & + c \int_{t_0}^t e^{-\eta(t-\theta)} \left(\sum_{\ell=1}^{m(m-1)} (\|\mathbf{M}_d^\ell\| + b_d^\ell) \mathbf{z}(\theta - \tau^\ell(\theta)) + b_d \mathbf{z}(\theta) \right) d\theta \\ & + \int_{t_0}^t e^{-\eta(t-\theta)} \left(c \sum_{\ell=1}^{m(m-1)} (\|\mathbf{M}_d^\ell\| + b_d^\ell) - q(\theta) \right) \mathbf{y}(\theta - \tau(\theta)) d\theta \quad (\text{B.43}) \end{aligned}$$

由不等式(B.37)和式(B.38)可得,

$$z(t) \leq c \int_{t_0}^t e^{-\eta(t-\theta)} \left(\sum_{\ell=1}^{m(m-1)} (\|M_d^\ell\| + b_d^\ell) z(\theta - \tau(\theta)) + b_d z(\theta) \right) d\theta \quad (\text{B. 44})$$

同时, 式(B. 38)意味着

$$z(t) \leq 0, \quad \forall t \in \Psi_{t_0} \quad (\text{B. 45})$$

由于 $z(t)$ 是连续的, 上述不等式在 t_0 的某一邻域成立。假设 t^* 是使 $z(t^*) > 0$ 成立的最小的 t 。根据式(B. 45), 以及对于任何 $0 \leq \theta \leq t^*$, $z(\theta) \leq 0$, 从式(B. 44)中可得 $z(t^*) \leq 0$, 这与假设相矛盾。因此, 对于所有 $t \geq t_0$, $z(t) \leq 0$ 可得

$$\|p(t)\| \leq C_0 e^{-\rho \int_{t_0}^t \frac{d\theta}{\tau(\theta)}} = \zeta \sup_{\theta \in \Psi_{t_0}} \{\|\phi(\theta)\|\} e^{-\rho \int_{t_0}^t \frac{d\theta}{\tau(\theta)}}, \quad \forall t \geq t_0 \quad (\text{B. 46})$$

其中

$$\zeta = \frac{C_0}{\sup_{\theta \in \Psi_{t_0}} \|\phi(\theta)\|} \geq 1 \quad (\text{B. 47})$$

最后, 根据 $\tau(t)$ 的有界性, 有

$$\|p(t)\| \leq \zeta \sup_{\theta \in \Psi_{t_0}} \{\|\phi(\theta)\|\} e^{-\frac{\rho}{\tau}}, \quad \forall t \geq t_0 \quad (\text{B. 48})$$

因此, 系统(4. 34)和(4. 30)是指数稳定的, 且具有衰减率 $\frac{\rho}{\tau}$ 。

定理(希尔伯特空间的轨迹唯一性): 令 H 代表一个希尔伯特空间, \mathcal{K} 为非空闭凸子集。令 $F: \mathcal{K} \rightarrow H$ 是一个利普希茨连续向量场, 且 $p_0 \in \mathcal{K}$ 。那么初值问题

$$\frac{dp(\tau)}{d\tau} = \Pi_{\mathcal{K}}(p(\tau), -F(p(\tau))), \quad p(0) = p_0 \in \mathcal{K} \quad (\text{B. 49})$$

在区间 $[0, \infty)$ 上具有唯一绝对连续解。

证明：该定理的证明可见文献[281]第6章定理6.1，以及文献[282]定理3.1。证明的基本过程如下。

令 L 为利普希茨常数，且对于 $b > 0$ ，有 $\|p\| \leq b$ 。考虑区间 $[0, l]$ ，其中 $l = \frac{b}{\|F(p_0)\| + bL}$ 。

(i) 构造定义在区间 $[0, l]$ 上的绝对连续函数的序列 $\{p_k(\cdot)\}$ ，其值在 \mathcal{X} 上，满足 $\forall k \geq 0, p_k(0) = p_0$ ，且对于几乎所有 $t \in [0, l]$ ，以及0的所有邻域 $\mathcal{M} \in \mathcal{X} \times \mathcal{X}$ ， $\{p_k(\cdot)\}$ 及其导数 $\{p'_k(\cdot)\}$ 具有如下性质：

$$(p_k(t), p'_k(t)) \in \text{graph}(F - \tilde{N}_{\mathcal{X}}) + \mathcal{M}, \quad \forall k \geq k_0(t, \mathcal{M}) \quad (\text{B. 50})$$

其中

$$\tilde{N}_{\mathcal{X}}k(p) = \{n \in N_{\mathcal{X}}k(p) \mid \|n\| \leq \|F(p)\|\} \subseteq N_{\mathcal{X}}(p) \quad (\text{B. 51})$$

且 $N_{\mathcal{X}}(p)$ 是集合 \mathcal{X} 在 p 点处的法线锥面：

$$N_{\mathcal{X}}(p) = \{n \in \mathcal{X} \mid (n, p - x) \geq 0, \quad \forall x \in \mathcal{X}\} \quad (\text{B. 52})$$

可以证明序列 $\{p_k(\cdot)\}$ 具有一致收敛性。

(ii) 证明极限 $p(\cdot)$ 的近似解序列 $\{p_k(\cdot)\}$ 的一致收敛性以后，选择一组子序列，使其在 $L^\infty([0, l], \mathcal{X})$ 上的导数 $\{p'_k(\cdot)\}$ 弱收敛于 $p(\cdot)$ 的导数。

(iii) 可见 $p(\cdot)$ 是初值问题(B.49)的解。

(iv) 从(i)-(iii)，我们可知该问题在区间 $[0, l]$ 上的解存在。假设 $p_1(\cdot)$ 和 $p_2(\cdot)$ 是始于 p_0 点的两个解。可见

$$\|p_1(t) - p_2(t)\|^2 \leq 0 \quad (\text{B. 53})$$

因此, 对于 $\forall t \in [0, l]$, 都有 $p_1(t) = p_2(t)$, 从而证明了解的唯一性。

(v) 由于在区间 $[0, l]$ 上具有唯一解, 考虑 $t_0 = l$, 并再次利用该定理。因此, 我们可以得到在扩展时间区间上的解。通过反复继续此过程, 可得到区间 $t \in [0, \infty)$ 上的解。

定理(EVI/PDS_t均衡的存在性和唯一性): 如果 $F(p) = \sigma + Mp$ 严格单调, 并且在 \mathcal{K} 上利普希茨连续, 那么存在 $p^* \in K$, 使得

- p^* 唯一解决该 EVI 问题。
- p^* 唯一解决 $\Pi_{\mathcal{K}}(p(\cdot, \tau), -F(p(\cdot, \tau))) = 0$ 。

证明: 该证明过程使用了文献[94, 223, 285]中的概念。

(a) 解的唯一性可由定理(VI解的存在性和唯一性)总结得出, 并且 F 是一个仿射映射。

(b) 文献[223]命题 3.1 证明了 PDS 至多只有一个均衡点。证明的基本概述如下。

假设 PDS 最少有两个解 $p_1 \neq p_2 \in K$ 。那么

$$\Pi_K(p_1, -F(p_1)) = 0 \quad \text{且} \quad \Pi_K(p_2, -F(p_2)) = 0 \quad (\text{B. 54})$$

相当于一 $F(p_1) \in N_K(p_1)$ 和一 $F(p_2) \in N_K(p_2)$, 其中 N_K 是法线锥面。由于集合值映射 $p \rightarrow N_K(p)$ 是一个单调映射, 我们有

$$(-F(p_1) + F(p_2))^T(p_1 - p_2) \geq 0 \quad (\text{B. 55})$$

或等价地

$$(F(p_2) - F(p_1))^T(p_2 - p_1) \leq 0 \quad (\text{B. 56})$$

另外, 由 F 的严格单调性质, 我们有

$$(F(p_2) - F(p_1))^T(p_2 - p_1) > 0 \quad (\text{B. 57})$$

后面两个等式互相矛盾。因此, PDS 具有至多一个均衡点。EVI 问题的解与 PDS 的平稳点相同, 反之亦然^[223]。由 (a) 可知, EVI 具有唯一解。因此, PDS 也具有唯一解。

定理(PDS_i均衡特性): 假设 $F: \mathcal{K} \rightarrow \ell_2([0, T], \mathbb{R}^{m \times n})$ 在 \mathcal{K} 上是利普希茨连续的,

- 如果 F 在 \mathcal{K} 上是严格伪单调的, 那么均衡的唯一曲线是一个严格单调吸引子。
- 如果 F 在 \mathcal{K} 上是强伪单调的, 那么均衡的唯一曲线是指数平稳的, 并且是一个吸引子。

证明: 该定理的证明可见文献[281]第 7 章定理 7.2, 以及定理 7.6。证明的基本过程如下。

(a) 考虑 Lyapunov 函数

$$V(t) = \frac{1}{2} \|p(t) - p^*\|^2 \quad (\text{B. 58})$$

那么

$$\dot{V}(t) = \langle (p(t) - p^*), \Pi_{\mathcal{K}}(p(t), -(\sigma + Mp(t))) \rangle \quad (\text{B. 59})$$

考虑式(4.15), 我们有

$$\dot{V}(t) \leq \langle (p(t) - p^*), -(\sigma + Mp(t)) \rangle \quad (\text{B. 60})$$

强伪单调使得

$$\langle (p(t) - p^*), -(\sigma + Mp(t)) \rangle < 0 \quad (\text{B. 61})$$

并且

$$\dot{V}(t) < 0 \quad (\text{B. 62})$$

因此, p^* 是一个严格单调吸引子。

(b) 由于 F 是强伪单调的, 因此存在 $c > 0$, 使得

$$\langle F(p^*), p - p^* \rangle \geq 0 \Rightarrow \langle F(p), p - p^* \rangle \geq c \|p - p^*\|^2, \forall p \in \mathcal{H} \quad (\text{B. 63})$$

它意味着

$$\langle p(t) - p^*, -(\sigma + Mp(t)) \rangle \leq -c \|p - p^*\|^2 \quad (\text{B. 64})$$

由式(B. 59)有

$$\dot{V}(t) \leq -c \|p - p^*\|^2 \quad (\text{B. 65})$$

整合上述不等式, 可得

$$\frac{1}{2} \|p(t) - p^*\|^2 \leq \|p_0 - p^*\|^2 e^{-ct} \Rightarrow \|p(t) - p^*\| \leq \sqrt{2} \|p_0 - p^*\| e^{-\frac{c}{2}t} \quad (\text{B. 66})$$

式(B. 66)说明 p^* 是指数平稳的。随着 $t \rightarrow \infty$, 我们可得 $p(t) \rightarrow p^*$, 并且, 因此 p^* 是一个吸引子。

参考文献

1. M. Hermann, T. Pentek, and B. Otto, "Design principles for industrie 4.0 scenarios: A literature review," *Working Paper 01/2015*, Technische Universität Dortmund, pp. 1–15, 2015.
2. D. Boswarthick, O. Elloumi, and O. Hersent, *M2M Communications: A Systems Approach*. John Wiley and Sons, 2012.
3. J. Höller, V. Tsiatsis, C. Mulligan, S. Karnouskos, and D. Boyle, *From Machine-to-Machine to the Internet of Things: Introduction to a New Age of Intelligence*. Academic Press, 2014.
4. V. B. Mišić and J. Mišić, *Machine-to-Machine Communications: Architectures, Technology, Standards, and Applications*. CRC Press, 2014.
5. R. Stackowiak, A. Licht, V. Mantha, and L. Nagode, *Big Data and the Internet of Things: Enterprise Information Architecture for A New Age*. APress, 2015.
6. C. Anton-Haro and M. Dohler, *Machine-to-Machine (M2M) Communications: Architecture, Performance and Applications*. Woodhead Publishing, 2015.
7. D. B. Rawat, J. J. P. C. Rodrigues, and I. Stojmenovic, *Cyber-Physical Systems: From Theory to Practice*. CRC Press, 2015.
8. R. Poovendran, K. Sampigethaya, S. K. S. Gupta, I. Lee, K. V. Prasad, D. Corman, and J. Paunicka, "Special issue on cyber – physical systems [Scanning the Issue]," *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, no. 1, pp. 6–12, 2012.
9. S. Soatto, "Actionable information in vision," in *Machine Learning for Computer Vision*, R. Cipolla, S. Battiato, and G. M. Farinella, Eds., Springer-Verlag, pp. 17–48, 2013.
10. S. Haykin, M. Fatemi, P. Setoodeh, and Y. Xue, "Cognitive control," *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, no. 12, pp. 3156–3169, 2012.
11. M. E. Porter, *Competitive Strategy: Techniques for Analyzing Industries and Competitors*. Free Press, 1980.
12. H. Kagermann, W. Wahlster, and J. Helbig, "Recommendations for implementing the strategic initiative Industrie 4.0," *Final report of the Industrie 4.0 Working Group*, pp. 1–82, 2013.
13. S. Haykin, *Cognitive Dynamic Systems*. Cambridge University Press, 2012.
14. A. J. I. Jones, A. Artikis, and J. Pitt, "The design of intelligent socio-technical systems," *Artificial Intelligence Review*, vol. 39, no. 1, pp. 5–20, 2013.
15. J. Pitt, J. Schaumeier, and A. Artikis, "Axiomatization of socio-economic principles for self-organizing institutions: Concepts, experiments, and challenges," *ACM Transactions on Autonomous and Adaptive Systems*, vol. 7, no. 4, pp. 39:1–39:39, 2012.
16. E. Ostrom, *Governing the Commons*. Cambridge University Press, 1990.
17. S. Chopra and P. Meindl, *Supply Chain Management: Strategy, Planning, and Operation*. Prentice Hall, 5th ed., 2012.

18. A. Nagurney, *Supply Chain Network Economics: Dynamics of Prices, Flows, and Profits*. Edward Elgar Publishing, 2006.
19. A. Goldsmith, *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005.
20. P. J. Nahin, "Maxwell's grand unification," *IEEE Spectrum*, vol. 29, no. 3, p. 45, 1992.
21. J. C. Maxwell, "A dynamical theory of the electromagnetic field," *Philosophical Transactions of the Royal Society of London*, vol. 155, pp. 459–512, 1865.
22. J. C. Maxwell, *A Treatise on Electricity and Magnetism*. Volumes I and II, MacMillan and Co., 1873.
23. P. J. Nahin, *Oliver Heaviside: Sage in Solitude*. IEEE Press, 1988.
24. H. Hertz, *Electric Waves: Being Researches on the Propagation of Electric Action with Finite Velocity Through Space*. MacMillan and Co., 1893.
25. C. Susskind, *Heinrich Hertz*. San Francisco Press Inc., 1995.
26. P. Stuckmann and R. Zimmermann, "Toward ubiquitous and unlimited-capacity communication networks: European research in framework programme 7," *IEEE Communications Magazine*, vol. 45, no. 5, pp. 148–157, 2007.
27. L. Doyle, J. Kibilda, T. K. Forde, and L. Dasilva, "Spectrum without bounds, networks without borders," *Proceedings of the IEEE*, vol. 102, no. 3, pp. 351–365, 2014.
28. W. W. Lu, "Point-of-view article: Opening the U.S. mobile communications market," *Proceedings of the IEEE*, vol. 96, no. 9, pp. 1450–1452, 2008.
29. J. Mitola, *Cognitive Radio: An Integrated Agent Architecture for Software Defined Radio*. Ph.D. Dissertation. Royal Institute Technology (KTH), Stockholm, Sweden, 2000.
30. S. Haykin, "Cognitive radio: Brain-empowered wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 23, no. 2, pp. 201–220, 2005.
31. E. Biglieri, A. J. Goldsmith, L. J. Greenstein, N. B. Mandayam, and H. V. Poor, *Principles of Cognitive Radio*. Cambridge University Press, 2013.
32. A. J. Fehske, I. Viering, J. Voigt, and C. Sartori, "Small-cell self-organizing wireless networks," *Proceedings of the IEEE*, vol. 102, no. 3, pp. 334–350, 2014.
33. G. Gür, S. Bayhan, and F. Alagoz, "Cognitive femtocell networks: An overlay architecture for localized dynamic spectrum access," *IEEE Wireless Communications*, vol. 17, no. 4, pp. 62–70, 2010.
34. S. Haykin, "Radar vision," in *Proceedings of the International Specialist Seminar on the Design and Application of Parallel Digital Processors*, 1991, pp. 75–78.
35. J. Mitola and G. Q. Maguire Jr., "Cognitive radio: Making software radios more personal," *IEEE Personal Communications*, vol. 6, no. 4, pp. 13–18, 1999.
36. J. M. Fuster, *Cortex and Mind: Unifying Cognition*. Oxford University Press, 2003.
37. S. Haykin and P. Setoodeh, "Cognitive radio networks: The spectrum supply chain paradigm," *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, vol. 1, no. 1, pp. 3–28, 2015.
38. FCC, "Spectrum policy task force report," ET Docket No. 02-135, 2002.
39. M. McHenry, "Report on spectrum occupancy measurements," *Shared Spectrum Company*, <http://www.sharespectrum.com/>, 2005.
40. M. A. McHenry, P. A. Tenhula, D. McCloskey, D. A. Roberson, and C. S. Hood, "Chicago spectrum occupancy measurements and analysis and a long-term studies proposal," in *Proceedings of Workshop on Technology and Policy for Accessing Spectrum (TAPAS)*, 2006, pp. 1–12.

41. T. Erpek, M. Lofquist, and K. Patton, "Spectrum occupancy measurements: Loring Commerce Centre, Limestone, Maine, Sep. 18-20, 2007," *Technical Report, Shared Spectrum Company*, pp. 1-35, 2007.
42. A. Petrin and P. G. Steffes, "Analysis and comparison of spectrum measurements performed in urban and rural areas to determine the total amount of spectrum usages," in *Proceedings of the International Symposium on Advanced Radio Technologies*, 2005, pp. 9-12.
43. R. I. Chiang, G. B. Rowe, and K. W. Sowerby, "A quantitative analysis of spectral occupancy measurements for cognitive radio," in *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference*, 2007, pp. 3016-3020.
44. M. H. Islam, C. L. Koh, S. W. Oh, X. Qing, Y. Y. Lai, C. Wang, Y. C. Liang, B. E. Toh, F. Chin, G. L. Tan, and W. Toh, "Spectrum survey in Singapore: occupancy measurements and analysis," in *Proceedings of the 3rd International Conference of Cognitive Radio Oriented Wireless Network and Communications (CROWNCOM08)*, 2008, pp. 1-7.
45. K. A. Qaraqe, H. Celebi, M. S. Alouini, A. El-Saigh, L. Abuhantash, M. Al-Mulla, O. Al-Mulla, A. Jolo, and A. Ahmed, "Measurement and analysis of wideband spectrum utilization in indoor and outdoor environments," in *Proceedings of the IEEE 18th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU-2010)*, 2010, pp. 1-4.
46. F. Khozeimeh and S. Haykin, "Dynamic spectrum management for cognitive radio: An overview," *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 9, no. 11, pp. 1447-1459, 2009.
47. F. Khozeimeh, *Self-organizing Dynamic Spectrum Management: Novel Scheme for Cognitive Radio Networks*. Ph.D. Dissertation. McMaster University, Canada, 2011.
48. S. Haykin, *Neural Networks and Learning Machines*. Prentice Hall, 3rd ed., 2009.
49. M. D. Mesarovic and Y. Takahara, *Abstract Systems Theory*. Springer-Verlag, 1989.
50. B. Wang, Y. Wu, and K. J. R. Liu, "Game theory for cognitive radio networks: An overview," *Computer Networks*, vol. 54, no. 14, pp. 2537-2561, 2010.
51. Y. Tachwali, B. F. Lo, I. F. Akyildiz, and R. Agusti, "Multiuser resource allocation optimization using bandwidth-power product in cognitive radio networks," *IEEE Journal of Selected Areas in Communications*, vol. 31, no. 3, pp. 451-463, 2013.
52. A. Clegg and A. Weisshaar, "Future radio spectrum access," *Proceedings of the IEEE*, vol. 102, no. 3, pp. 239-241, 2014.
53. G. Hattab and M. Ibnkahla, "Multiband spectrum access: great promises for future cognitive radio networks," *Proceedings of the IEEE*, vol. 102, no. 3, pp. 282-306, 2014.
54. M. Li, S. Salinas, P. Li, X. Huang, Y. Fang, and S. Glisic, "Optimal scheduling for multi-radio multi-channel multi-hop cognitive cellular networks," *IEEE Transactions on Mobile Computing*, vol. 14, no. 1, pp. 139-154, 2015.
55. M. J. Marcus, "Harmful interference and its role in spectrum policy," *Proceedings of the IEEE*, vol. 102, no. 3, pp. 265-269, 2014.
56. J. Li, S. Li, F. Zhao, and R. Du, "Co-channel interference modeling in cognitive wireless networks," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 62, no. 9, pp. 3114-3128, 2014.
57. Y. Zhang, *Resource Allocation for OFDM-Based Cognitive Radio Systems*. Ph.D. Dissertation. University of British Columbia, Canada, 2008.
58. E. Hossain, D. Niyato, and Z. Han, *Dynamic Spectrum Access and Management in Cognitive Radio Networks*. Cambridge University Press, 2009.
59. P. Setoodeh, S. Haykin, and K. Rezaei-Moghadam, "Dynamic spectrum supply chain model for cognitive radio networks," in *Proceedings of the IEEE International Workshop on Emerging Cognitive Radio Applications and Algorithms (CORAL)*, 2012, pp. 1-6.

60. M. Hugos, *Essentials of Supply Chain Management*. John Wiley and Sons, 3rd ed., 2011.
61. E. Axell, G. Leus, E. G. Larsson, and H. V. Poor, "Spectrum sensing for cognitive radio: State-of-the-art and recent advances," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 29, no. 3, pp. 101–116, 2012.
62. D. Zhang, R. Shinkuma, and N. Mandayam, "Bandwidth exchange: An energy conserving incentive mechanism for cooperation," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 9, no. 6, pp. 2055–2065, 2010.
63. Y. Xiao, G. Bi, D. Niyato, and L. DaSilva, "A hierarchical game theoretic framework for cognitive radio networks," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 30, no. 10, pp. 2053–2069, 2012.
64. J. Y. Halpern, "Beyond Nash equilibrium: Solution concepts for the 21st century," in *Proceedings of the Annual ACM Symposium on Principles of Distributed Computing*, 2008, pp. 1–10.
65. R. Kleinberg, K. Ligett, G. Piliouras, and E. Tardos, "Beyond the Nash equilibrium barrier," in *Proceedings of Symposium on Innovations in Computer Science*, 2011, pp. 125–140.
66. P. Setoodeh and S. Haykin, "Robust transmit power control for cognitive radio," *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 5, pp. 915–939, 2009.
67. J. S. Pang, G. Scutari, D. P. Palomar, and F. Facchinei, "Design of cognitive radio systems under temperature-interference constraints: A variational inequality approach," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 58, no. 6, pp. 3251–3271, 2010.
68. M. J. Osborne and A. Rubenstein, *A Course in Game Theory*. The MIT Press, 1994.
69. B. B. de Mesquita, *The Predictioneer's Game: Using the Logic of Brazen Self-Interest to See and Shape the Future*. Random House, 2009.
70. J. von Neumann and O. Morgenstern, *Theory of Games and Economic Behavior*. Princeton University Press, 1944.
71. D. D. Siljak, *Decentralized Control of Complex Systems*. Academic Press, 1991.
72. A. G. O. Mutambara, *Decentralized Estimation and Control for Multisensor Systems*. CRC Press, 1998.
73. H. W. Kuhn and S. Nasar, *The Essential John Nash*. Princeton University Press, 2002.
74. J. F. Nash, "Equilibrium points in n-person games," *Proceedings of the National Academy of Sciences of the United States of America*, vol. 36, pp. 48–49, 1950.
75. J. F. Nash, "Non-cooperative games," *Annals of Mathematics*, vol. 54, pp. 286–295, 1951.
76. T. Başar and G. J. Olsder, *Dynamic Noncooperative Game Theory*. SIAM, 1999.
77. T. Başar and P. Bernhard, *H_∞ Optimal Control and Related Minimax Design Problems: A Dynamic Game Approach*. 2nd ed., Birkhauser, 1995.
78. E. Altman, T. Boulogne, R. El-Azouzi, T. Jimenez, and L. Wynter, "A survey on networking games in telecommunication," *Computers and Operations Research*, vol. 24, no. 3, pp. 58–68, 2007.
79. A. MacKenzie and L. DaSilva, *Game Theory for Wireless Engineers*. Morgan and Claypool Publishers, 2006.
80. M. Felegyhazi and J. P. Hubaux, "Game theory in wireless networks: A tutorial," Technical Report LCA-Report-2006-002. 6, EPFL, pp. 1–15, 2007.
81. S. Lasaulce, M. Debbah, and E. Altman, "Methodologies for analyzing equilibria in wireless games," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 26, no. 5, pp. 41–52, 2009.
82. W. Saad, Z. Han, M. Debbah, A. Hjørungnes, and T. Başar, "Coalitional game theory for communication networks," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 26, no. 5, pp. 77–97, 2009.

83. F. J. Doyle, "Robust control in biology: From genes to cells to systems," in *Proceedings of the International Federation of Automatic Control (IFAC)*, 2008, pp. 3470–3479.
84. J. B. Burl, *Linear Optimal Control: H_2 and H_∞ Methods*. Addison-Wesley, 1999.
85. V. I. Zhukovskiy and M. E. Salukvadze, *The Vector-Valued Maximin*. Academic Press, 1994.
86. A. Nagurney and Q. Qiang, *Fragile Networks: Identifying Vulnerabilities and Synergies in an Uncertain World*. John Wiley and Sons, 2009.
87. S. Haykin, D. J. Thomson, and J. H. Reed, "Spectrum sensing for cognitive radio," *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 5, pp. 849–877, 2009.
88. M. Fukushima, "Stochastic and robust approaches to optimization problems under uncertainty," in *Proceedings of the International Conference on Informatics Research for Development of Knowledge Society Infrastructure (ICKS)*, 2007, pp. 87–94.
89. S. Forge, R. Horvitz, and C. Blackman, "Perspectives on the value of shared spectrum access," *Final Report for the European Commission*, 2012.
90. S. Ghafoor, P. D. Sutton, C. J. Sreenan, and K. N. Brown, "Cognitive radio for disaster response networks: Survey, potential, and challenges," *IEEE Wireless Communications*, vol. 21, no. 5, pp. 70–80, 2014.
91. N. Uchida, K. Takahata, Y. Shibata, and N. Shiratori, "Evaluation of never die network for a rural area in a ultra large scale disaster," in *Proceedings of the IEEE International Conference on Complex, Intelligent, and Software Intensive Systems*, 2012, pp. 306–313.
92. N. Uchida, N. Kawamura, and Y. Shibata, "Evaluation of cognitive wireless based delay tolerant network for disaster information system in a rural area," in *Proceedings of the IEEE International Conference on Complex, Intelligent, and Software Intensive Systems*, 2013, pp. 1–7.
93. J. M. Danskin, *The Theory of Max-Min*. Springer-Verlag, 1967.
94. F. Facchinei and J. S. Pang, *Finite-Dimensional Variational Inequalities and Complementarity Problems*. Springer-Verlag, 2003.
95. D. Challet, M. Marsili, and Y. C. Zhang, *Minority Games: Interacting Agents in Financial Markets*. Oxford University Press, 2005.
96. C. H. Yeung and Y. C. Zhang, "Minority games," in *Encyclopedia of Complexity and Systems Science*, R. A. Meyers, Ed., Springer-Verlag, pp. 1–26, 2013.
97. J. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*. John Wiley and Sons, 2000.
98. M. M. Buddhikot, "Understanding dynamic spectrum access: Models taxonomy, and challenges," in *Proceedings of the IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN)*, 2007, pp. 1–14.
99. A. P. Subramanian and S. H. Gupta, "Fast spectrum allocation in coordinated spectrum access based cellular networks," in *Proceedings of the IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN)*, 2007, pp. 320–330.
100. M. Wellens, J. Wu, and P. Mahonen, "Evaluation of spectrum occupancy in indoor and outdoor scenario in the context of cognitive radio," in *Proceedings of the International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CROWNCOM)*, 2007, pp. 1–8.
101. D. J. Thomson, "Spectrum estimation and harmonic analysis," *Proceedings of the IEEE*, vol. 70, no. 9, pp. 1055–1096, 1982.
102. D. Slepian, "Prolate spheroidal wave functions, Fourier analysis and uncertainty," *Bell System Technical Journal*, vol. 57, pp. 1371–1430, 1978.
103. M. Frigo and S. G. Johnson, "The design and implementation of FFTW3," *Proceedings of the IEEE*, vol. 93, no. 2, pp. 216–231, 2005.

104. D. Percival and A. Walden, *Spectral Analysis for Physical Applications*. Cambridge University Press, 1993.
105. A. Drosopoulos and S. Haykin, "Angle-of-arrival estimation in the presence of multipath," in *Adaptive Radar Signal Processing*, S. Haykin, Ed., Springer-Verlag, pp. 11–90, 2007.
106. S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*. Pearson, 5th ed., 2013.
107. S. Haykin, "Fundamental issues in cognitive radio," in *Cognitive Wireless Communication Networks*, E. Hossain and V. K. Bhargava, Eds., Springer-Verlag, pp. 1–43, 2007.
108. M. Loève, *Probability Theory*. Van Nostrand Reinhold Inc., 3rd revised ed., 1963.
109. S. Haykin and D. Thomson, "Signal detection in a nonstationary environment reformulated as an adaptive pattern classification problem," *Proceedings of the IEEE*, vol. 86, no. 11, pp. 2325–2344, 1998.
110. L. Cohen, *Time-Frequency Analysis*. Prentice-Hall, 1995.
111. L. Rayleigh, "On the spectrum of an irregular disturbance," *Philosophical Magazine*, vol. 41, pp. 238–243, 1903.
112. D. J. Thomson, "Multitaper analysis of nonstationary and nonlinear time series data," in *Nonlinear and Nonstationary Signal Processing*, W. Fitzgerald, R. Smith, A. Walden, and P. Young, Eds., Cambridge University Press, pp. 317–394, 2001.
113. B. Picinbono, "Second-order complex random vectors and normal distributions," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 44, no. 10, pp. 2637–2640, 1996.
114. C. N. K. Moores, "A technique for the cross-spectrum analysis of pairs of complex-valued time series, with emphasis on properties of polarized components and rotational invariants," *Deep Sea Research*, vol. 20, no. 12, pp. 1129–1141, 1973.
115. J. H. Middleton, "Outer rotary cross spectra, coherences, and phases," *Deep Sea Research Part A. Oceanographic Research Papers*, vol. 29, no. 10, pp. 1267–1269, 1982.
116. G. A. Prieto, F. L. Vernon, G. Masters, and D. J. Thomson, "Multitaper Wigner-Ville spectrum for detecting dispersive signals from earthquake records," in *Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*, 2005, pp. 938–941.
117. W. A. Gardner, *Cyclostationarity in Communications and Signals Processing*. IEEE Press, 1994.
118. W. A. Gardner, *Statistical Spectral Analysis: A Nonprobabilistic Theory*. Prentice-Hall, 1988.
119. P. D. Sutton, K. E. Nolan, and L. E. Doyle, "Cyclostationary signatures in practical cognitive radio applications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 26, no. 1, pp. 13–24, 2008.
120. C. M. Spooner, *Theory and Application of Higher-Order Cyclostationarity*. Ph.D. Dissertation. University of California, Davis, CA, USA, 1992.
121. C. M. Spooner and W. A. Gardner, "The cumulant theory of cyclostationary time-series, Part II: development and applications," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 42, no. 12, pp. 3409–3429, 1994.
122. R. S. Roberts, W. A. Brown, and H. H. Loomism Jr., "Computationally efficient algorithms for cyclic spectral analysis," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 8, no. 2, pp. 38–49, 1991.
123. W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*. John Wiley and Sons, 1974.
124. T. Aulin, "A modified model for the fading signal at a mobile radio channel," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 28, no. 3, pp. 182–203, 1979.
125. J. F. Kaiser, "Nonrecursive digital filter design using the $I_0(\sinh)$ window function," in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 1974, pp. 20–23.

126. S. O. Rice, "A short table of values of prolate spheroidal harmonics," *Bell Telephone Laboratories*, MM 63-3241-13, 1963.
127. B. Farhang-Boroujeny, "Filter bank spectrum sensing for cognitive radios," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 56, no. 5, pp. 1801–1811, 2008.
128. P. P. Vidyathan, *Multirate Systems and Filter Banks*. Prentice-Hall, 1993.
129. W. Saad, Z. Han, M. Debbah, A. Hjørungnes, and T. Başar, "Coalitional games for distributed collaborative spectrum sensing in cognitive radio networks," in *Proceedings of IEEE INFOCOM*, 2009.
130. F. Khozimeh and S. Haykin, "Brain-inspired dynamic spectrum management for cognitive radio Ad Hoc networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 11, no. 10, pp. 3509–3517, 2012.
131. R. Diestel, *Graph Theory*. Springer-Verlag, 3rd ed., 2005.
132. D. Hebb, *The Organization of Behavior: A Neuropsychological Theory*. John Wiley and Sons, 1949.
133. D. Tsigankov and A. Koulakov, "A unifying model for activity-dependent and activity-independent mechanisms predicts complete structure of topographic maps in ephrin-a deficient mice," *Journal of Computational Neuroscience*, vol. 21, no. 1, pp. 101–114, 2006.
134. D. Willshaw and C. von der Malsburg, "A unifying model for activity-dependent and activity-independent mechanisms predicts complete structure of topographic maps in ephrin-a deficient mice," *Proceedings of the Royal Society of London Series B*, vol. 194, pp. 431–445, 1976.
135. Z. Quan, S. Cui, and A. H. Sayed, "Optimal linear cooperation for spectrum sensing in cognitive radio networks," *IEEE journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 2, no. 1, pp. 28–40, 2008.
136. L. Wiskott and T. J. Sejnowski, "Constrained optimization for neural map formation: A unifying framework for weight growth and normalization," in *Self-Organizing Map Formation: Foundations of Neural Computation*, K. Obermayer and T. J. Sejnowski, Eds., The MIT Press, pp. 83–128, 2001.
137. D. Willkomm, S. Machiraju, J. Bolot, and A. Wolisz, "Primary user behavior in cellular networks and implications for dynamic spectrum access," *IEEE Communications Magazine*, vol. 47, no. 3, pp. 88–95, 2009.
138. T. Taleb, A. Jamalipour, Y. Nemoto, and N. Kato, "DEMAPS: A load-transition-based mobility management scheme for an efficient selection of map in mobile IPv6 networks," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 2, pp. 954–965, 2008.
139. N. V. Lopes, M. J. Nicolau, and A. Santos, "Evaluating rate-estimation for a mobility and QoS-aware network architecture," in *Proceedings of the International Conference on Software, 2009, Telecommunications & Computer Networks (SoftCOM)*, pp. 348–352.
140. A.-C. Pang and H.-W. Tseng, "Dynamic backoff for wireless personal networks," in *Proceedings of the IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, 2004, pp. 1580–1584.
141. Z. Wen, T. Luo, W. Xiang, S. Majhi, and Y. Ma, "Autoregressive spectrum hole prediction model for cognitive radio systems," in *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC)*, 2008, pp. 254–257.
142. K. W. Choi and E. Hossain, "Opportunistic access to spectrum holes between packet bursts: a learning-based approach," vol. 10, no. 8, pp. 2497–2509, 2011.

143. D. Challet and Y. Zhang, "Emergence of cooperation and organization in an evolutionary game," *Physica A: Statistical and Theoretical Physics*, vol. 246, no. 3-4, pp. 407-418, 1997.
144. D. Challet, M. Marsili, and Y.-C. Zhan, *Minority Games: Interacting Agents in Financial Markets*. Oxford University Press, 2005.
145. P. Mahonen and M. Petrova, "Minority game for cognitive radios: Cooperating without cooperation," *Physical Communication*, vol. 1, no. 2, pp. 94-102, 2008.
146. M. Petrova, M. Michalopoulou, and P. M. Mahonen, "Self-organizing multiple access with minimal information: Networking in el farol bar," in *Proceedings of IEEE GLOBE-COM Workshop*, 2010, pp. 1151-1156.
147. I. Aoki, K. Yamamoto, K. Kimura, H. Murata, and S. Yoshida, "Experimental study of minority game-based interference management for spectrum sharing," in *Proceedings of the IEEE International Conference on Communication Systems*, 2010, pp. 585-589.
148. Y. Saito, K. Yamamoto, H. Murata, and S. Yoshida, "Robust interference management to satisfy allowable outage probability using minority game," in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications*, 2010, pp. 2314-2319.
149. T. A. Weiss and F. K. Jondral, "Spectrum pooling: An innovative strategy for the enhancement of spectrum efficiency," *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, no. 3, pp. S8-S14, 2004.
150. U. Berthold, F. K. Jondral, S. Brandes, and M. Schnell, "OFDM-based overlay systems: A promising approach for enhancing spectral efficiency," *IEEE Communications Magazine*, vol. 45, no. 12, pp. 52-58, 2007.
151. H. Arslan, H. A. Mahmoud, and T. Yucek, "OFDM for cognitive radio: Merits and challenges," in *Cognitive Radio, Software Defined Radio, and Adaptive Wireless Systems*, H. Arslan Ed., Springer-Verlag, 2007.
152. T. Keller and L. Hanzo, "Adaptive multicarrier modulation: A convenient framework for time-frequency processing in wireless communications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 88, no. 5, pp. 611-640, 2000.
153. A. R. S. Bahai, B. R. Saltzberg, and M. Ergen, *Multi-Carrier Digital Communications: Theory and Applications of OFDM*. 2nd ed., Springer-Verlag, 2004.
154. K. E. Nolan, *Reconfigurable OFDM Systems*. Ph.D. Dissertation. University of Dublin, Trinity College, Ireland, 2005.
155. Y. Li and G. Stuber, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications*. Springer-Verlag, 2006.
156. M. Sterand, T. Svensson, T. Ottosson, A. Ahlen, A. Svensson, and A. Brunstrom, "Towards systems beyond 3G based on adaptive OFDMA transmission," *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 12, pp. 2432-2455, 2007.
157. M. Morelli, C. C. J. Kuo, and M. O. Pun, "Synchronization techniques for orthogonal frequency division multiple access (OFDMA): A tutorial review," *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 7, pp. 1394-1427, 2007.
158. A. Ghosh, J. Zhang, J. G. Andrews, and R. Muhamed, *Fundamentals of LTE*. Pearson Education, 2010.
159. B. Farhang-Boroujeny, "OFDM versus filter bank multicarrier," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 28, no. 3, pp. 92-112, 2011.
160. N. Benvenuto, R. Dinis, D. Falconer, and S. Tomasin, "Single carrier modulation with nonlinear frequency domain equalization: An idea whose time has come again," *Proceedings of the IEEE*, vol. 98, no. 1, pp. 69-96, 2010.

161. P. Banelli, S. Buzzi, G. Colavolpe, A. Modenini, F. Rusek, and A. Ugolini, "Modulation formats and waveforms for 5G networks: Who will be the heir of OFDM? An overview of alternative modulation schemes for improved spectral efficiency," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 31, no. 6, pp. 80–93, 2014.
162. D. Wübben, P. Rost, J. Bartlet, M. Lalam, V. Savin, M. Gorgoglione, A. Dekorsy, and G. Fettweis, "Benefits and impact of cloud computing on 5G signal processing," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 31, no. 6, pp. 35–44, 2014.
163. A. van der Schaft and H. Schumacher, *An Introduction to Hybrid Dynamical Systems*. Springer-Verlag, 2000.
164. R. Goebel, R. G. Sanfelice, and A. R. Teel, "Hybrid dynamical systems," *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 29, no. 2, pp. 28–93, 2009.
165. D. P. Bertsekas and J. N. Tsitsiklis, *Parallel and Distributed Computation: Numerical Methods*. Prentice-Hall, 1989.
166. R. D. Yates, "A framework for uplink power control in cellular radio systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 13, no. 7, pp. 1341–1347, 1995.
167. G. Scutari, D. P. Palomar, and S. Barbarossa, "Simultaneous iterative water-filling for Gaussian frequency-selective interference channels," in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Information Theory*, 2006, pp. 600–604.
168. G. Scutari, D. P. Palomar, and S. Barbarossa, "Asynchronous iterative waterfilling for Gaussian frequency-selective interference channels: A unified framework," in *Proceedings of the Information Theory and Applications Workshop*, 2007, pp. 349–358.
169. I. Konnov, *Equilibrium Models and Variational Inequalities*. Springer-Verlag, 2007.
170. M. Biagi, *Cross-Layer Optimization of Multi-Antenna 4G-WLANs*. Ph.D. Dissertation. University of Rome La Sapienza, Rome, Italy, 2005.
171. N. Nei and C. Comaniciu, "Adaptive channel allocation spectrum etiquette for cognitive radio networks," in *Proceedings of the 1st IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN)*, 2005, pp. 269–278.
172. J. O. Neel, *Analysis and Design of Cognitive Radio Networks and Distributed Radio Resource Management Algorithms*. Ph.D. Dissertation. Virginia Polytechnic Institute and State University, 2006.
173. C. Liang, *A Game-Theoretic Approach to Power Management in MIMO-OFDM Ad Hoc Networks*. Ph.D. Dissertation. Drexel University, 2006.
174. M. Felegyhazi, *Non-Cooperative Behavior in Wireless Networks*. Ph.D. Dissertation. Ecole Polytechnique Federale De Lausanne (EPFL), Switzerland, 2007.
175. M. Felegyhazi, M. Cagalj, S. S. Bidokhti, and J. P. Hubaux, "Non-cooperative multi-radio channel allocation in wireless networks," in *Proceedings of the IEEE International Conference on Computer Communications (INFOCOM)*, 2007, pp. 1442–1450.
176. F. Wang, M. Krunz, and S. Cui, "Price-based spectrum management in cognitive radio networks," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 2, no. 1, pp. 74–87, 2008.
177. G. Scutari, D. P. Palomar, J. S. Pang, and F. Facchinei, "Flexible design of cognitive radio wireless systems," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 26, no. 5, pp. 107–123, 2009.
178. C. E. Shannon and W. Weaver, *The Mathematical Theory of Communication*. University of Illinois Press, 1998.
179. T. M. Cover and J. A. Thomas, *Elements of Information Theory*. 2nd ed., Wiley-Interscience, 2006.
180. S. Haykin, *Communication Systems*. John Wiley and Sons, 4th ed., 2001.
181. W. Yu, *Competition and Cooperation in Multi-user Communication Environments*. Ph.D. Dissertation. Stanford University, USA, 2002.

182. A. B. Carleial, "Interference channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 24, no. 1, pp. 60–70, 1978.
183. Z. Q. Luo and S. Zhang, "Dynamic spectrum management: Complexity and duality," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 2, no. 1, pp. 57–73, 2008.
184. S. Hayashi and Z. Q. Luo, "Spectrum management for interference-limited multiuser communication systems," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 55, no. 3, pp. 1153–1175, 2009.
185. N. Yamashita and Z. Q. Luo, "A nonlinear complementarity approach to multiuser power control for digital subscriber lines," *Optimization Methods and Software*, vol. 19, no. 5, pp. 633–652, 2004.
186. Z. Q. Luo, J. S. Pang, and D. Ralph, *Mathematical Programs with Equilibrium Constraints*. Cambridge University Press, 1996.
187. Z. Q. Luo and J. S. Pang, "Analysis of iterative waterfilling algorithm for multiuser power control in digital subscriber lines," *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, vol. 2006, pp. 1–10, 2006.
188. W. Yu, G. Ginis, and J. M. Cioffi, "Distributed multiuser power control for digital subscriber lines," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no. 5, pp. 1105–1115, 2002.
189. J. B. Rosen, "Existence and uniqueness of equilibrium points for concave n-person games," *Econometrica*, vol. 33, pp. 520–534, 1965.
190. K. J. Arrow and G. Debreu, "Existence of an equilibrium for a competitive economy," *Econometrica*, vol. 22, pp. 265–290, 1954.
191. F. Facchinei and C. Kanzow, "Generalized Nash equilibrium problems," *4OR: A Quarterly Journal of Operations Research*, vol. 5, no. 3, pp. 173–210, 2007.
192. J.-P. Aubin, *Mathematical Methods of Game and Economic Theory*. North-Holland Publishing Company, Revised Edition, 1982.
193. G. Scutari, D. P. Palomar, and S. Barbarossa, "Optimal linear precoding strategies for wideband noncooperative systems based on game theory-Part I: Nash equilibria," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 56, no. 3, pp. 1230–1249, 2008.
194. G. Hardin, "The tragedy of the commons," *Science*, vol. 162, no. 3859, pp. 1243–1248, 1968.
195. M. Haddad, S. E. Elayoubi, E. Altman, and Z. Altman, "A hybrid approach for radio resource management in heterogeneous cognitive networks," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 29, no. 4, pp. 831–842, 2011.
196. Y. Liu and L. Dong, "Spectrum sharing in MIMO cognitive radio networks based on cooperative game theory," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 13, no. 9, pp. 4807–4820, 2014.
197. M. Yang, T. Groves, N. Zheng, and P. Cosman, "Iterative pricing-based rate allocation for video streams with fluctuating bandwidth availability," *IEEE Transactions on Multimedia*, vol. 16, no. 7, pp. 1849–1862, 2014.
198. K. B. Song, S. T. Chung, G. Ginis, and J. M. Cioffi, "Dynamic spectrum management for next-generation DSL systems," *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, no. 10, pp. 101–109, 2002.
199. S. T. Chung, S. J. Kim, J. Lee, and J. M. Cioffi, "A game theoretic approach to power allocation in frequency-selective Gaussian interference channels," in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT)*, 2003, pp. 316–316.
200. F. Khozeimeh and S. Haykin, "Self-organizing dynamic spectrum management for cognitive radio networks," in *Proceedings of the 8th Conference on Communication Networks and Services Research (CNSR)*, 2010, pp. 1–7.

201. M. Aghassi and D. Bertsimas, "Robust game theory," *Mathematical Programming Series B*, vol. 107, pp. 231–273, 2006.
202. M. K. Brady, *Techniques for Interference Analysis and Spectrum Management of Digital Subscriber Lines*. Ph.D. Dissertation. University of California, Berkeley, CA, USA, 2006.
203. K. M. Teo, *Nonconvex Robust Optimization*. Ph.D. Dissertation, Massachusetts Institute of Technology, USA, 2007.
204. R. H. Gohary, Y. Huang, Z. Q. Luo, and J. S. Pang, "A generalized iterative water-filling algorithm for distributed power control in the presence of a jammer," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 57, no. 7, pp. 2660–2674, 2009.
205. D. J. Love, R. W. Heath, W. Santipach, and M. L. Honig, "What is the value of limited feedback for MIMO channels?" *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, no. 10, pp. 54–59, 2004.
206. D. J. Love, R. W. Heath, V. K. N. Lau, D. Gesbert, B. D. Rao, and M. Andrews, "An overview of limited feedback in wireless communication systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 26, no. 8, pp. 1341–1365, 2008.
207. C. E. Shannon, "A mathematical theory of communication," *The Bell System Technical Journal*, vol. 27, pp. 379–423, 623–656, 1948.
208. R. A. Howard, "Information value theory," *IEEE Transactions on Systems Science and Cybernetics*, vol. SSC-2, no. 1, pp. 22–26, 1966.
209. P. Corning, "Control information: The missing element in Norbert Wiener's cybernetic paradigm," *Kybernetics*, vol. 30, no. 9-10, pp. 1272–1288, 2001.
210. N. Tishby and D. Polani, "Information theory of decisions and actions," in *Perception-Action Cycle: Models, Architectures, and Hardware*, V. Cutsuridis, A. Hussain, and J. G. Taylor, Springer-Verlag, pp. 601–636, 2011.
211. P. Setoodeh, S. Haykin, and K. Rezaei-Moghadam, "Double-layer dynamics of cognitive radio networks," in *Proceedings of the IEEE International Workshop on Emerging Cognitive Radio Applications and Algorithms (CORAL)*, 2012, pp. 1–6.
212. K. Zhu, D. Niyato, P. Wang, and Z. Han, "Dynamic spectrum leasing and service selection in spectrum secondary market of cognitive radio networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 11, no. 9, pp. 1136–1145, 2012.
213. L. Marsh and C. Onof, "Stigmergic epistemology, stigmergic cognition," *Cognitive Systems Research*, vol. 9, no. 1-2, pp. 136–148, 2008.
214. A. Stephan, "The dual role of emergence in the philosophy of mind and in cognitive science," *Synthese*, vol. 151, pp. 485–498, 2006.
215. D. C. Tarraf and H. H. Asada, "Decentralized hierarchical control of multiple time scale systems," in *Proceedings of the American Control Conference*, 2002, pp. 1121–1122.
216. N. D. Duong, A. S. Madhukumar, and D. Niyato, "Stackelberg Bayesian game for power allocation in two-tier networks," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 4, pp. 2341–2354, 2016.
217. D. Mignone, *Control and Estimation of Hybrid Systems with Mathematical Optimization*. Ph.D. Dissertation. Swiss Federal Institute of Technology (ETH), Switzerland, 2002.
218. T. Steffen, *Control Reconfiguration of Dynamical Systems*. Springer-Verlag, 2005.
219. M. L. Aghassi, *Robust Optimization, Game Theory, and Variational Inequalities*. Ph.D. Dissertation. Massachusetts Institute of Technology (MIT), 2005.
220. M. Fazel, D. M. Gayme, and M. Chiang, "Transient analysis for wireless power control," in *Proceedings of the IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, 2006, pp. 1–6.
221. A. Nagurney and D. Zhang, *Projected Dynamical Systems and Variational Inequalities with Applications*. Springer-Verlag, 1996.

222. S. Skogestad and I. Postlethwaite, *Multivariable Feedback Control: Analysis and Design*. John Wiley and Sons, 2nd ed., 2006.
223. M. G. Cojocaru, P. Daniele, and A. Nagurnay, "Double-layered dynamics: A unified theory of projected dynamical systems and evolutionary variational inequalities," *European Journal of Operational Research*, vol. 175, pp. 494–507, 2006.
224. J. Yang, A. G. Klein, and D. R. BrownIII, "Natural cooperation in wireless networks," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 26, no. 5, pp. 98–106, 2009.
225. F. J. Christophersen, *Optimal Control of Constrained Piecewise Affine Systems*. Springer-Verlag, 2007.
226. J. Roll, *Local and Piecewise Affine Approaches to System Identification*. Ph.D. Dissertation. Linköping University, Linköping, Sweden, 2003.
227. L. Engelson, "On dynamics of traffic queues in a road network with route choice based on real time traffic information," *Transportation Research Part C*, vol. 11, pp. 161–183, 2003.
228. V. B. Kolmanovskii and V. R. Nosov, *Stability of Functional Differential Equations*. Academic Press, 1986.
229. J. K. Hale and S. M. V. Lunel, *Introduction to Functional Differential Equations*. Springer-Verlag, 1993.
230. V. B. Kolmanovskii and A. D. Myshkis, *Introduction to the Theory and Applications of Functional Differential Equations*. Kluwer Academic Publishers, 1999.
231. L. E. El'sgol'ts and S. B. Norkin, *Introduction to the Theory and Application of Differential Equations with Deviating Arguments*. Academic Press, 1973.
232. S. I. Niculescu, C. E. de Souza, L. Dugard, and J. M. Dion, "Robust exponential stability of uncertain systems with time-varying delays," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 43, no. 5, pp. 743–748, 1998.
233. B. O. Palsson, *Systems Biology: Simulation of Dynamic Network States*. Cambridge University Press, 2011.
234. N. Hadjisavvas and S. Schaible, "Generalized monotone maps," in *Handbook of Generalized Convexity and Generalized Monotonicity*, N. Hadjisavvas, S. Kmlosi, and S. Schaible, Eds., Springer-Verlag, pp. 389–420, 2005.
235. M. C. Vuran and I. F. Akyildiz, "A-MAC: Adaptive medium access control for next generation wireless terminals," *IEEE/ACM Transactions on Networking*, vol. 15, no. 3, pp. 574–587, 2007.
236. K. Zhu, D. Niyato, P. Wang, and Z. Han, "Dynamic spectrum leasing and service selection in spectrum secondary market of cognitive radio networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 11, no. 3, pp. 1136–1145, 2012.
237. V. Grover and M. K. Malhotra, "Transaction cost framework in operations and supply chain management research: Theory and measurement," *Journal of Operations Management*, vol. 21, no. 4, pp. 457–473, 2003.
238. E. Estrada, *The Structure of Complex Networks*. Oxford University Press, 2012.
239. W. Saad, Z. Han, T. Başar, M. Debbah, and A. Hjørungnes, "Coalition formation games for collaborative spectrum sensing," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 1, pp. 276–297, 2011.
240. D. Li, Y. Xu, X. Wang, and M. Guizani, "Coalitional game theoretic approach for secondary spectrum access in cooperative cognitive radio networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 10, no. 3, pp. 844–856, 2011.
241. F. Ciucci, T. Honda, and M. C. Yang, "An information-passing strategy for achieving Pareto optimality in the design of complex systems," *Research in Engineering Design*, vol. 23, no. 1, pp. 71–83, 2012.

242. D. D. Wu, C. Luo, and D. L. Olson, "Efficiency evaluation for supply chains using maximin decision support," *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, vol. 44, no. 8, pp. 1088–1097, 2014.
243. C. Y. Lee and A. L. Johnson, "Measuring efficiency in imperfectly competitive markets: An example of rational inefficiency," *Journal of Optimization Theory and Applications*, vol. 164, no. 2, pp. 702–722, 2015.
244. M. F. Balcan, F. Constantin, G. Piliouras, and J. S. Shamma, "Game couplings: Learning dynamics and applications," in *Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference (CDC-ECC)*, 2011, pp. 2441–2446.
245. T. Honda, F. Ciucci, K. E. Lewis, and M. C. Yang, "Comparison of information passing strategies in system-level modeling," *AIAA Journal*, vol. 53, no. 5, pp. 1121–1133, 2015.
246. H. B. Yilmaz, T. Tugcu, F. Alagöz, and S. Bayhan, "Radio environment map as enabler for practical cognitive radio networks," *IEEE Communications Magazine*, vol. 51, no. 12, pp. 162–169, 2013.
247. S. Barbarossa, S. Sardelliti, and P. Di Lorenzo, "Communicating while computing: Distributed mobile cloud computing over 5G heterogeneous networks," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 31, no. 6, pp. 45–55, 2014.
248. M. El-Refaey, N. Magdi, and H. Abd El-Megeed, "Cloud-assisted spectrum management system with trading engine," in *Proceedings of the IEEE International Conference on Wireless Communications and Mobile Computing (IWCMC)*, 2014, pp. 953–958.
249. P. C. Jain, "Rural wireless broadband internet access in wireless regional area network using cognitive radio," in *Proceedings of the IEEE International Conference on Signal Processing and Communication (ICSC)*, 2013, pp. 98–103.
250. J. Hecht, "The bandwidth bottleneck," *Nature*, vol. 536, pp. 139–142, 2016.
251. A. B. Atkinson and J. E. Stiglitz, *Lectures on Public Economics*. Princeton University Press, 2015.
252. M. Van Essen and M. Walker, "A simple market-like allocation mechanism for public goods," *Games and Economic Behavior*, vol. 101, pp. 6–19, 2017.
253. E. Lindahl, "Just taxation—a positive solution," in *Classics in the Theory of Public Finance*, R. Musgrave and A. Peacock, Eds., Academic Press, pp. 98–123, 1958.
254. P. Samuelson, *Foundations of Economic Analysis*. Harvard University Press, 1983.
255. T. Bergstrom, "Collective choice and the Lindahl allocation method," in *Theory and Measurement of Economic Externalities*, S. A. Y. Lin, Eds., Academic Press, pp. 107–131, 1976.
256. S. Haykin and P. Setoodeh, "Cognitive heterogeneous networks: Economic provisioning for 5G," *IEEE COMSOC TCCN Communications*, vol. 1, no. 1, pp. 6–9, 2015.
257. A. Nagurney, "Optimal supply chain network design and redesign at minimal total cost and with demand satisfaction," *International Journal of Production Economics*, vol. 28, no. 1, pp. 200–208, 2010.
258. T. Bergstrom, *Theory of Public Goods and Externalities*. Lecture Notes, University of California, Santa Barbara, CA.
259. S. Landström, A. Furuskar, K. Johansson, L. Falconetti, and F. Kronestedt, "Heterogeneous networks-increasing cellular capacity," *Ericsson Review*, pp. 1–6, 2011.
260. Y. L. Lee, T. C. Chuah, J. Loo, and A. Vinel, "Recent advances in radio resource management for heterogeneous LTE/LTE-A networks," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 16, no. 4, pp. 2142–2180, 2014.

261. J. G. Andrews, S. Buzzi, C. Wan, S. V. Hanly, A. Lozano, A. C. K. Soong, and J. C. Zhang, "What will 5G be?" *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 32, no. 6, pp. 1065–1082, 2014.
262. E. Hossain and M. Hasan, "5G cellular: Key enabling technologies and research challenges," *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, vol. 18, no. 3, pp. 11–21, 2015.
263. T. S. Rappaport, S. Sun, R. Mayzus, H. Zhao, Y. Azar, K. Wang, G. N. Wong, J. K. Schulz, M. Samimi, and F. Gutierrez, "Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: It will work!" *IEEE Access*, vol. 1, pp. 335–349, 2013.
264. E. G. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson, and T. L. Marzetta, "Massive MIMO for next generation wireless systems," *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 2, pp. 186–195, 2014.
265. A. Damnjanovic, J. Montojo, Y. Wei, T. Ji, T. Luo, M. Vajapeyam, T. Yoo, O. Song, and D. Malladi, "A survey on 3GPP heterogeneous networks," *IEEE Wireless Communications*, vol. 18, no. 3, pp. 10–21, 2011.
266. I. Hwang, B. Song, and S. S. Soliman, "A holistic view on hyper-dense heterogeneous and small cell networks," *IEEE Communications Magazine*, vol. 51, no. 6, pp. 20–27, 2013.
267. J. G. Andrews, "Seven ways that HetNets are a cellular paradigm shift," *IEEE Communications Magazine*, vol. 51, no. 3, pp. 136–144, 2013.
268. C. Fang, F. R. Yu, T. Huang, J. Liu, and Y. Liu, "A survey of green information-centric networking: Research issues and challenges," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, pp. 1–19, 2015.
269. S. J. Daraka, S. Dhabub, C. Moyc, H. Zhanga, J. Palicotc, and A. P. Vinod, "Low complexity and efficient dynamic spectrum learning and tunable bandwidth access for heterogeneous decentralized cognitive radio networks," *Digital Signal Processing*, vol. 37, pp. 13–23, 2015.
270. M. Mustonen, M. Matinmikko, M. Palola, S. Yrjölä, and K. Horneman, "An evolution toward cognitive cellular systems: Licensed shared access for network optimization," *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 5, pp. 68–74, 2015.
271. F. H. Panahi and T. Ohtsuki, "Stochastic geometry modeling and analysis of cognitive heterogeneous cellular networks," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2015, no. 1, Article No. 141, 2015.
272. R. Berry, M. L. Honig, and R. Vohra, "Spectrum markets: Motivation, challenges, and implications," *IEEE Communications Magazine*, vol. 48, no. 11, pp. 146–155, 2010.
273. R. Jain, "Network market design Part I: Bandwidth markets," *IEEE Communications Magazine*, vol. 50, no. 11, pp. 78–83, 2012.
274. R. A. Berry, "Network market design Part II: Spectrum markets," *IEEE Communications Magazine*, vol. 50, no. 11, pp. 84–90, 2012.
275. M. Hannebauer, *Autonomous Dynamic Reconfiguration in Multi-Agent Systems: Improving the Quality and Efficiency of Collaborative Problem Solving*. Springer, 2002.
276. A. Nagurney, "A system-optimization perspective for supply chain network integration: The horizontal merger case," *Transportation Research Part E: Logistics and Transportation Review*, vol. 45, no. 1, pp. 1–15, 2009.
277. S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimization*. Cambridge University Press, 2004.
278. M. S. Bazaraa, H. D. Sherali, and C. M. Shetty, *Nonlinear Programming: Theory and Algorithms*. Wiley-Interscience, 3rd ed., 2006.
279. D. P. Bertsekas, A. Nedic, and A. Ozdaglar, *Convex Analysis and Optimization*. Athena Scientific, 2003.

280. R. W. Cottle, J. S. Pang, and R. E. Stone, *The Linear Complementarity Problem*. Academic Press, 1992.
281. M. G. Cojocaru, *Projected Dynamical Systems on Hilbert Spaces*. Ph.D. Dissertation. Queen's University, Canada, 2002.
282. M. G. Cojocaru and L. B. Jonker, "Existence of solutions to projected differential equations in Hilbert spaces," *Proceedings of the American Mathematical Society*, vol. 132, no. 1, pp. 183–193, 2004.
283. A. V. Skorokhod, "Stochastic equations for diffusions in a bounded region," *Theory of Probability and its Applications*, vol. 6, pp. 264–274, 1961.
284. V. I. Rozhkov and A. M. Popov, "Inequalities for solutions of certain systems of differential equations with large time-lag," *Differential Equations*, vol. 7, no. 2, pp. 271–278, 1971.
285. M. G. Cojocaru, P. Daniele, and A. Nagurney, "Projected dynamical systems, evolutionary variational inequalities, applications, and a computational procedure," in *Pareto Optimality, Game Theory, and Equilibria*, A. Chinchuluun, P. M. Parados, A. Migdalas, and L. Pitsoulis, Eds., Springer-Verlag, pp. 387–406, 2008.

认知无线电基础

Fundamentals of Cognitive Radio

5G时代即将来临,随着无线技术的不断发展以及无线业务的不断丰富,人们对频谱资源的需求也日益增长,这引发了频谱资源稀缺的问题,而认知无线电为解决这个问题奠定了基础。

本书结合经济学、管理学、博弈论等多个学科的思想,以一种全新的视角对认知无线网络进行分析,开拓了新的研究思路,对于该领域的科研人员、管理机构和网络运营商都具有很高的参考价值。

本书特点

- 将传统无线世界和认知无线世界的结合看作一个频谱供应链网络,建立了开放获取机制和市场驱动机制下的网络模型,用以分析网络的均衡和非均衡行为。
- 将认知无线电活动类比为经济活动,设计了一个人工经济模型,引入频谱经纪人的概念,解决了授权频段和免授权频段之间的频谱共享问题,通过达到林达尔均衡来实现帕累托最优,为认知无线电的商业化铺平了道路。
- 在对频谱和网络基础设施解耦的基础之上,提出了一种针对异构网络的经济模型,重点讨论了资源共享的经济供给,这将成为5G的核心要素。

作者简介

佩曼·赛图德 (Peyman Setoodeh) 伊朗Shiraz大学电子与计算机工程系教授。他的研究兴趣包括认知计算、量子控制、机器学习、复杂网络和博弈论。

西蒙·赫金 (Simon Haykin) 加拿大McMaster大学教授,IEEE会士,加拿大皇家学会会士。他的研究兴趣包括非线性动力学、神经网络和自适应滤波器以及它们在雷达和通信系统中的应用。



Copies of this book sold without a Wiley sticker on the cover are unauthorized and illegal



华章教育服务微信号



上架指导: 无线通信

ISBN 978-7-111-61721-1



定价: 79.00元

WILEY
www.wiley.com

投稿热线: (010) 88379604
客服热线: (010) 88378991 88361066
购书热线: (010) 68326294 88379649 68995259

华章网站: www.hzbook.com
网上购书: www.china-pub.com
数字阅读: www.hzmedia.com.cn